

EIN UNIVERSELLES SYSTEM
ZUR DIGITALEN
MIKROWELLEN-SIGNALANALYSE

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

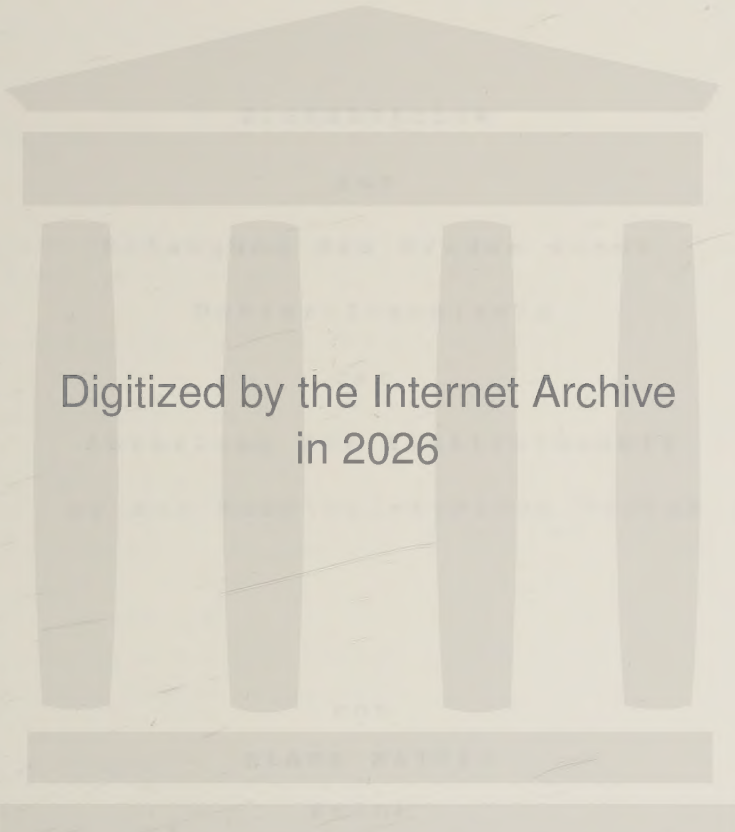
von

KLAUS MATKEY

Herne

Bochum 1988





Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546619_0045

EIN UNIVERSELLES SYSTEM
ZUR DIGITALEN
MIKROWELLEN-SIGNALANALYSE

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

KLAUS MATKEY

Herne

Bochum 1988

Dissertation eingereicht am: 20.01.1988
Tag der mündlichen Prüfung: 15.06.1988
Referent: Prof. Dr. Hans Severin
Korreferent: Prof. Dr. J. Winfried Klein

Inhaltsverzeichnis

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen	VI
Einleitung	1
1. Übersicht über gebräuchliche Verfahren der Mikrowellen-Signalanalyse	3
1.1 Netzwerkanalyse	3
1.2 Spektrumanalyse	5
1.3 Sampling-Technik	6
1.4 Vergleich der Meßverfahren	8
2. Frequenzkonvertierung breitbandiger periodischer Signale mit Hilfe der Oberwellenmischung	11
2.1 Theoretische Grundlagen	11
2.2 Verarbeitung von Mikrowellensignalen	16
2.3 Aufbau des Meßsystems	20

3. Digitale Netzwerkanalyse	24
3.1 Konzept des Verfahrens	24
3.2 Spezifikation der Systemparameter	25
3.3 Bestimmung von Amplitude und Phase	30
3.3.1 Übertragungsverhalten des Meßobjekts bei Kenntnis der Zwischenfrequenz	30
3.3.2 Übertragungsverhalten des Meßobjekts bei nicht genau bekannter Zwischenfrequenz	34
3.3.3 Diskussion verbleibender Fehler	37
3.4 Systemkonfiguration und Meßergebnisse	44
4. Digitale Spektrumanalyse	47
4.1 Problemstellung	47
4.2 Verarbeitung breitbandiger Mikrowellensignale	50
4.2.1 Wahl der Mischoszillatorfrequenz	51
4.2.2 Vermeidung der bei der schnellen Fourier- transformation entstehenden Fenstereinflüsse	52
4.2.3 Amplituden- und Frequenzgenauigkeit	56
4.2.4 Aufbau des Systems	57

4.3 Korrektur von Systemfehlern	59
5. Meßverfahren analog zur Sampling-Technik	64
5.1 Zeitverlaufsdarstellung von hochfrequenten Signalen mit Hilfe der Oberwellenmischung	64
5.2 Meßergebnisse	65
6. Zusammenfassung und Ausblick	73
7. Anhang	75
8. Literatur	81

Verzeichnis der verwendeten Symbole

a_b	Amplitude des Bezugssignals
a_r	Amplitude des Zeitsignals im Referenzkanal
a_t	Amplitude des Zeitsignals im Testkanal
a	Amplitude
$A = a_t / a_r$	Amplitudenverhältnis von Test und Referenzsignal
$\hat{A} = a_t / a_b$	Amplitudenverhältnis von Test und Bezugssignal bei digitaler Netzwerkanalyse
b	Anzahl der Bits des A/D-Wandlers
B	Bandbreite des hochfrequenten Zeitsignals
c	Konstante = $-k/n$
$Ci(x)$	Integralcosinus
e	Quantisierungsfehler
f_{AD}	Abtastfrequenz zum Abtasten des ZF-Signals
$f_0 = 1/T$	
f_{gr}^o	obere Grenzfrequenz des BP
f_{gr}^u	untere Grenzfrequenz des BP
f_{HF}	monofrequente Hochfrequenz
f_{HFmin}, f_{HFmax}	Grenzen des HF-Bereichs
f_{LO}	Mischoszillatorfrequenz
f_{LOmin}, f_{LOmax}	Grenzen des LO-Bereichs
f_p	Folgefrequenz der Abtastimpulsfolge
f_s	Frequenz des monofrequenten Signals
	Wiederholfrequenz des breitbandigen Signals
f_{ZF}	Zwischenfrequenz des monofrequenten Signals
	Grundfrequenz des breitbandigen Signals
f_{ZFmin}, f_{ZFmax}	Grenzen des ZF-Bereichs
f'_{ZF}	sich aufgrund von Ungenauigkeiten einstellende ZF
$F/2$	höchste Frequenzkomponente in über FFT gewonnenem Spektrum
g_1, g_2	Funktionen im Anhang
i	Laufindex, natürliche Zahl

VII

j	imaginäre Einheit
K	Phasenkorrekturfunktion bei Spektrumanalyse
K_1, K_2, K_3	Korrekturfaktoren
$K_A(m\Delta f), K'_A(ik\Delta f)$	Amplitudenkorrekturfunktionen
$K_{ges}(m\Delta f)$	komplexe Gesamtkorrekturfunktion
L	ganzzahlige Laufvariable
m	Ordnung der Harmonischen
m_{max}	höchste zur Konvertierung notwendige Oberwelle des Mischoszillators
M	Anzahl der zur Beschreibung eines Signals notwendigen Linien
n	Laufindex für 0 - N Abtastwerte
N	Anzahl der Abtastwerte
p	Anzahl der abgetasteten Perioden
$p(t)$	Abtastimpulsfolge
p_e	Verteilungsdichte von e
$P(f)$	Fouriertransformierte von $p(t)$
P_k	Fourierkoeffizienten von $p(t)$
$s(t)$	breitbandiges periodisches Zeitsignal
$si(x)$	$\sin(x)/x$
$S(f)$	Fouriertransformierte von $s(t)$
S_n	Fourierkoeffizienten von $s(t)$
$Si(x)$	Integralsinus
$(S/R)^2$	Signal-/Rauschleistungsverhältnis
t_1, t_2	Grenzen des Zeitfensters
t_{an}	Anstiegszeit der realen Abtastimpulse
T	Länge des Zeitfensters
T_p	Periodendauer der Abtastimpulsfolge $p(t)$
T_s	Wiederholfrequenz des Zeitsignals $s(t)$
$u(t)$	Inverse Fouriertransformierte von $U(f)$
$u_a(m\Delta f), u_e(m\Delta f)$	Zeitsignale für Phasenkorrektur
$u_F(t)$	Inverse Fouriertransformierte von $U_F(f)$
$U(f)$	Einheitssprungfunktion im Frequenzbereich

VIII

$U_a(m\Delta f)$, $U_e(m\Delta f)$	Frequenzsignale für Phasenkorrektur
$U_F(f)$	Ausblendfunktion im Frequenzbereich der Länge F
$w(t)$	Fensterfunktion im Zeitbereich
$W(f)$	Fouriertransformierte von $w(t)$
$x(i)$	Zeitsignalfolge
$x(t)$	konvertiertes Zeitsignal
$x_A(m\Delta f)$	Zeitsignal für Amplitudenkorrektur
$x_r(n)$	Zeitsignalabtastfolge des Referenzsignals
$x_t(n)$	Zeitsignalabtastfolge des Testsignals
$x_+(t)$	komplexes Zeitsignal, inverse Fourier-Transformierte von $X_+(f)$
$x_+^{\circ\circ}(t)$	unendlich langes, unbegrenztes Zeitsignal
$x_+^{\circ\circ}(t)$	unendlich langes, unbegrenztes komplexes Zeitsignal, inverse Fouriertransformierte des rechtsseitigen Spektrums
$X(f)$	Fouriertransformierte von $x(t)$, Spektrum
$X(k)$	Folge von Spektrumswerten
$X_A(m\Delta f)$	Frequenzsignal für Amplitudenkorrektur
$X'_A(ik\Delta f)$	Frequenzsignal für Amplitudenkorrektur
X_r	(korrigierte) Fourier-Transformierte des Referenzsignals, Spektrum
X'_r	komplexe Hilfsgröße für das Referenzsignal
X_t	(korrigierte) Fourier-Transformierte des Testsignals, Spektrum
X'_t	komplexe Hilfsgröße für das Testsignal
$X_+(f)$	rechtsseitiges Spektrum
$X_1(f)$	Faltungsergebnis der positiven Frequenz mit der Fouriertransformierten des Zeitfensters
$X_2(f)$	Faltungsergebnis der negativen Frequenz mit der Fouriertransformierten des Zeitfensters
$X_+^{\circ\circ}(f)$	unendlich langes, unbegrenztes Spektrum, Fouriertransformierte von $x_+^{\circ\circ}(t)$
$y(t)$	gefiltertes konvertiertes Zeitsignal

$y_A(m\Delta f)$	Zeitsignal für Amplitudenkorrektur
$Y(f)$	Fouriertransformierte von $y(t)$
$Y_A(m\Delta f)$	Frequenzsignal für Amplitudenkorrektur
$Y'_A(ik\Delta f)$	Frequenzsignal für Amplitudenkorrektur
$Z = I + \varepsilon$	
$\delta(x)$	Deltaimpuls, Kronecker Symbol
δf	Zwischenfrequenz-Fehleinstellung
δ_{HF}	Fehleinstellung der Hochfrequenz f_{HF}
δ_{LO}	Fehleinstellung der Mischoszillatorfrequenz f_{LO}
Δ	Quantisierungsbreite
Δf	Frequenzinkrement
Δt	Abtastintervall
ε	Fehler, $0 < \varepsilon < 1$
μ	Mittelwert des Real- und Imaginärteils
φ_0	Phase des Bezugssignals
φ_k	Korrekturphasenwert
φ_r	Phase des Referenzsignals
φ_t	Phase des Testsignals
$\varphi = \varphi_t - \varphi_r$	Phasendifferenz
ϕ	Phase
σ^2	Varianz des Real- und Imaginärteils des Signalspektrums
σ_A^2	Varianz der Amplitude
σ_ψ^2	Varianz der Phase
σ_e^2	Varianz des Quantisierungsrauschens
σ_z^2	Varianz des weißen Rauschens
τ	Verschiebung des Zeitfensters gegenüber dem Nullpunkt



Einleitung

Zur Untersuchung von Mikrowellensignalen stehen drei vom Prinzip her unterschiedliche Meßverfahren zur Verfügung: die Netzwerkanalyse, die Spektrumanalyse und die Sampling-Technik. Während es bei der Netzwerkanalyse darum geht, Betrag und Phase eines sinusförmigen Signals im Vergleich zu einem Referenzsignal zu bestimmen, liefert die Spektrumanalyse das Spektrum des Mikrowellensignals. Mit Hilfe der Sampling-Technik wird ein beliebiges Mikrowellensignal in seinem zeitlichen Verlauf erfaßt und dargestellt. Ein Überblick über diese traditionellen Methoden wird in Kapitel 1 gegeben. Diese von ihren Aussagen über das zu untersuchende Signal und daher von ihrer Realisierung sehr unterschiedlichen Verfahren transformieren das Mikrowellensignal zunächst in einen niedrigeren Frequenzbereich, um dort die entsprechende elektronische Auswertung nach den gesuchten Parametern vorzunehmen.

Aus der weitgehenden theoretischen Äquivalenz (Kap. 2) der genannten Analyseverfahren bezüglich der Frequenzkonvertierung ergab sich die Zielsetzung, ein Meßsystem zu konzipieren, das allgemein zur Analyse von Mikrowellensignalen fähig ist, ohne für die verschiedenen Verfahren jeweils ein spezielles Gerät zu erfordern. Die Verarbeitung der Zwischenfrequenzsignale (ZF) muß je nach Anwendungszweck unterschiedlich erfolgen, wird jedoch insofern vereinheitlicht, als die ZF-Signale unmittelbar von einem Analog/Digital-Wandler abgetastet und in einen Rechner überführt werden, der die jeweils gewünschte Auswertung vornimmt. Durch diese Verlagerung der Auswertung der ZF-Signale in die Software läßt sich der Aufwand an spezieller Hardware stark reduzieren. Ein aus diesem Konzept resultierender prinzipieller Aufbau mit einem Oberwellenmischer als Kernstück wird abschließend in Kapitel 2 beschrieben. Neben den Anforderungen und Spezifikationen werden für ein aus vorgegebenen Komponenten aufgebautes System die Grenzen genannt.

In den Kapiteln 3 bis 5 wird der Einsatz des Systems für die Verfahren Netzwerkanalyse, Spektrumanalyse und Zeitbereichsdarstellung dargestellt, wobei die jeweils aus den theoretischen Betrachtungen folgende Steuerung des Mischoszillators (local oscillator, LO) und die speziellen Verarbeitungsalgorithmen angegeben werden. Im Kapitel 3 kommt ein Verfahren zur Anwendung, welches die numerische Bestimmung der Amplituden- und Phasenverhältnisse zweier sinusförmiger Signale ohne Kenntnis der Frequenz erlaubt. Die Angabe theoretisch erreichbarer Genauigkeiten und Meßergebnisse schließen diese Kapitel ab.

Im Kapitel 6 werden schließlich die erreichten Systemspezifikationen denen zur Zeit kommerziell erhältlicher Einzelgeräte gegenübergestellt und weitere Hinweise zur industriellen Entwicklung eines solchen Meßsystems nach dem dargelegten Konzept gegeben.

1. Übersicht über gebräuchliche Verfahren zur Mikrowellen-Signalanalyse

1.1 Netzwerkanalyse

Bei der vektoriellen Netzwerkanalyse nach Betrag und Phase unterscheidet man die heterodyne und die homodyne Netzwerkanalyse. Heterodyn [1] bedeutet, daß das (von einem Signaloszillator stammende) Signal mit Hilfe eines abstimmbaren Mischoszillators auf eine feste Zwischenfrequenz f_{ZF} gemischt wird, indem der Mischoszillator über eine Phase-Locked-Loop-Schaltung (PLL) im festen Frequenzabstand f_F zum Signal gehalten wird (Bild 1.1). Bis zur elektronischen Auswertung des Signals sind mehrere Mischstufen erforderlich.

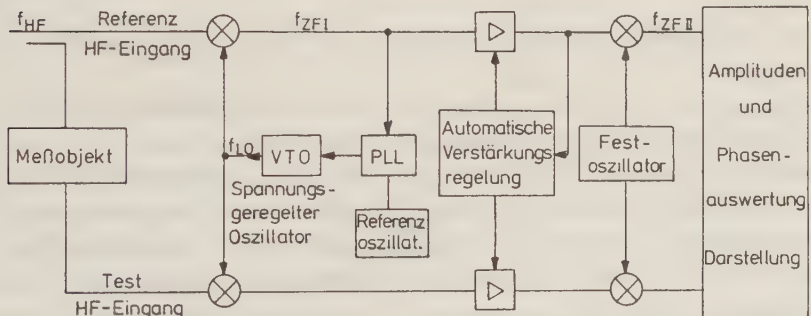


Bild 1.1 Heterodyner Netzwerkanalysator

Beim homodynen [2], [3] Netzwerkanalysator (Bild 1.2) wird das zur Mischung erforderliche Signal über geeignete Modulation aus dem zu messenden Signal erzeugt, so daß ein abstimmbarer Mischoszillator nicht benötigt wird. Den Vorteilen der homodynen Netzwerkanalyse, nämlich einer einzigen Zwischenfrequenz und deren Stabilität, stehen die Nachteile einer geringeren Bandbreite und eines größeren Störeinflusses

des $1/f$ -Rauschens aufgrund der niedrigen Zwischenfrequenz gegenüber.

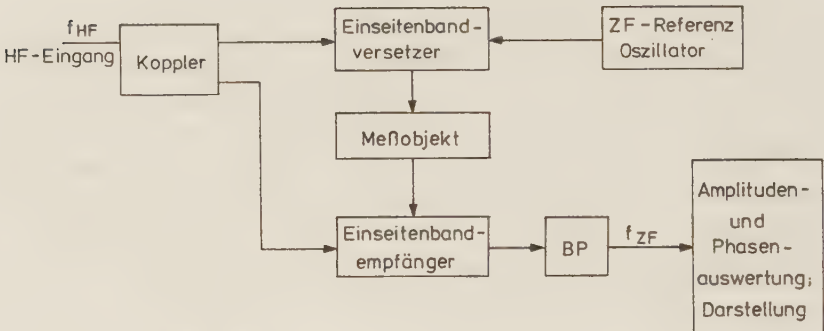


Bild 1.2 Homodyner Netzwerkanalysator

Die heute üblichen Netzwerkanalysatoren arbeiten überwiegend nach dem Heterodyn-Prinzip mit Oberwellenmischung, wodurch sich eine hohe Bandbreite erzielen läßt. Sie sind bezüglich Empfindlichkeit und Genauigkeit der Messungen an einer Grenze angelangt, wo selbst geringe Verbesserungen nur noch unter großem Kostenaufwand möglich sind [4]. Daher ist man dazu übergegangen, die Netzwerkanalysatoren mit einem steuernden Prozessor zu versehen. Dieser Rechner hat neben der Geräteüberwachung und der Ermöglichung des Datenaustausches über ein Bussystem (meist genormt nach IEC oder IEEE-488) die Aufgabe, die gemessenen Signale durch Korrekturalgorithmen möglichst weitgehend von systematischen Fehlern zu befreien, die sich z.B. durch nicht ideale Baugruppen oder Bauelemente ergeben [5], [6]. Diese prozeßüberwachten Systeme werden als automatische Netzwerkanalysatoren (ANA) bezeichnet.

Parallel zu den vektoriellen Netzwerkanalysatoren wurden auch skalare Netzwerkanalysatoren entwickelt, die anstelle von Mischern mit Breitbanddetektoren arbeiten. Sie erlauben, Amplituden mit geringem

Aufwand sehr genau zu messen. Man erhält allerdings keine Phaseninformation. Unter Ausnutzung bestimmter a priori-Informationen lassen sich auch hier gewisse systematische Meßfehler rechnerisch eliminieren [7], [8]. Die skalaren Netzwerkanalysatoren werden in Forschung und Entwicklung weniger, zur Automatisierung von Produktionsabläufen aber recht häufig eingesetzt.

Ein Bindeglied zwischen skalarer und vektorieller Netzwerkanalyse ist die Sechstormeßtechnik, die skalare Netzwerkanalyse mit Zusatzmessungen kombiniert. Aus vier skalaren Messungen werden über ein lineares Gleichungssystem Betrag und Phase bestimmt [9], [10], [11]. Der Nachteil dieses Verfahrens ist der, daß kleine Meßfehler zu relativ großen Phasenfehlern führen können.

1.2 Spektrumanalyse

Spektrumanalysatoren dienen zur Betrachtung eines Signals im Frequenzbereich. Man unterscheidet zwischen Echtzeitanalysatoren wie Filterbänken und Fourier-Transformatoren, die das zu untersuchende Signal gleichzeitig mehreren schmalbandigen Bandpässen zur Verarbeitung anbieten, und Abtastanalysatoren, die das Signal mit einem Bandpaß sequentiell verarbeiten.

Für Mikrowellensignale kommen nur Abtastanalysatoren in Frage. Sie arbeiten nach dem Heterodyn-Prinzip. Das Meßsignal wird mit dem Signal eines abstimmbaren Oszillators gemischt und das Mischprodukt mit einem schmalbandigen Bandpaß gefiltert und detektiert. Um das Spektrum möglichst breitbandig analysieren zu können, wird auch hier ein Oberwellenmischer zum Mischen eingesetzt. Bei kleinen Signalpegeln wird die Dynamik des Spektrumanalysators durch das den Bandpaß passierende Systemrauschen bestimmt und beträgt typisch 70 bis 80 dB [12], [13].

Mittlerweile existieren schon einige Spektrumanalyse-Systeme, die sich aus einem Spektrumanalysator mit Meßgerätebus und einem Tischrechner als Controller zusammensetzen. Der Rechner hat jedoch, abgesehen von eventueller Mittelung einiger Messungen, keinen Einfluß auf die Signalverarbeitung und dient nur dem Bedienungskomfort und der Aufbereitung der Ergebnisse für eine graphische Darstellung.

1.3 Sampling-Technik

Ein Sampling-Oszilloskop soll sehr schnelle zeitliche Vorgänge darstellen und wird deshalb vor allem dort eingesetzt, wo ein normales Kathodenstrahloszilloskop zu langsam ist, z.B. in der Zeitbereichsreflektometrie (TDR). Die Sampling-Technik setzt voraus, daß das Signal periodisch oder zumindest repetierend auftritt. Aus jedem n -ten Signalvorgang (Bild 1.3, $n=1$) wird dann ein Abtastwert genommen, wobei der Abtastzeitpunkt nach und nach über den ganzen Signalverlauf verschoben wird. Entsprechend der Wahl der Abtastzeitpunkte spricht man von sequentiellern oder statistischem Abtasten. Beim erstgenannten werden die Werte in äquidistanten, beim anderen in beliebigen Zeitabständen abgetastet. Sollen die abgetasteten Signale weiterverarbeitet werden, so ist statistisches Abtasten kaum anwendbar, weil die Theorie der Verarbeitung statistisch abgetasteter Signale noch nicht weit genug fortgeschritten ist. In Bild 1.4 ist das Blockschaltbild des Abtastsystems in einem sequentiellen Abtastoszilloskop wiedergegeben. Durch den Triggerimpuls wird zu den in Bild 1.3 dargestellten Zeitpunkten im Impulsgenerator ein steiler Impuls (Anstiegszeit ≈ 20 psec) erzeugt, der den Abtaster kurzzeitig schließt und den Abtastkondensator auf eine dem Signalwert proportionale Spannung auflädt. Diese wird mit Hilfe eines Abtastverstärkers auf einer Kathodenstrahlröhre dargestellt. Der Abtaster, bestehend aus zwei Schottky-Schaltdioden, Abtastkondensator und Impulszuleitung, ist

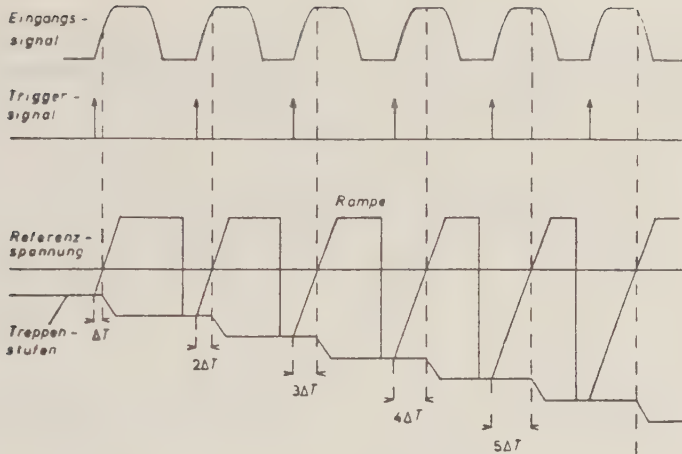


Bild 1.3 Steuerung des Abtastvorgangs beim Sampling-Oszilloskop durch Vergleich einer treppenförmigen Spannung mit einer Referenzspannung

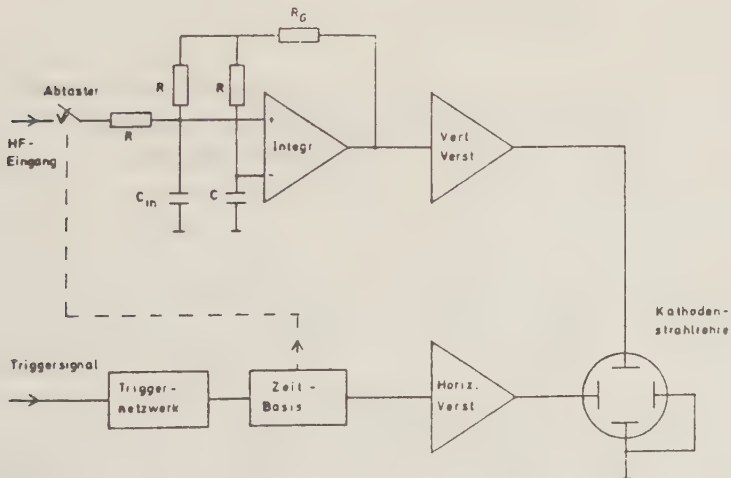


Bild 1.4 Blockschaltbild des Abtastsystems in einem Abtastoszilloskop

praktisch identisch mit dem im Oberwellenmischer eines Netzwerkanalysators (Bild 1.1)). Nur die Signalweiterverarbeitung und die Impulserzeugung unterscheiden sich in beiden Systemen.

Auch in diesem Bereich haben Mikroprozessoren bereits Einzug gehalten. Sie steuern das Abtastoszilloskop, legen Meßdaten in digitalen Speichern ab und erlauben einfache Signalmanipulationen, wie Mittelung, Differentiation und Integration. Einige wenige 'Signal Processing Systems' ermöglichen darüber hinaus eine weitergehende Signalverarbeitung, wie etwa die Berechnung der Fourier-Transformierten, der Faltung oder der Korrelation [14]. Da die Abtastung aber wie bisher mittels einer Triggerung geschieht, und da die dadurch erzeugten Driften und Jitter nicht korrigiert werden, sind die Abtastoszilloskope in ihrer Empfindlichkeit stark begrenzt.

1.4 Vergleich der Meßverfahren

Zum Vergleich werden nun die auf das Grundlegende reduzierten Blockschaltbilder für die drei Verfahren gegenübergestellt. Im Netzwerkanalysator wird ein sinusförmiges Eingangssignal unbekannter Phase und Amplitude in einem Oberwellenmischer mit einem Mischoszillatorsignal gemischt. Mit Hilfe eines ZF-Filters wird das in der Frequenz heruntergemischte Eingangssignal aus dem durch die Oberwellenmischung periodisierten Spektrum ausgefiltert. Dazu kann entweder ein Bandpaß oder aber ein Tiefpaß benutzt werden. Der Aufbau ist zweikanalig ausgeführt, um eine Referenzgröße zu erhalten, anhand deren die durch das Meßobjekt hervorgerufene Amplitudendämpfung und Phasendrehung bestimmt werden können. Das Sampling-Oszilloskop arbeitet mit breitbandigen repetierenden Signalen, wobei die Betrachtung an dieser Stelle auf periodische Signale beschränkt wird, weil die

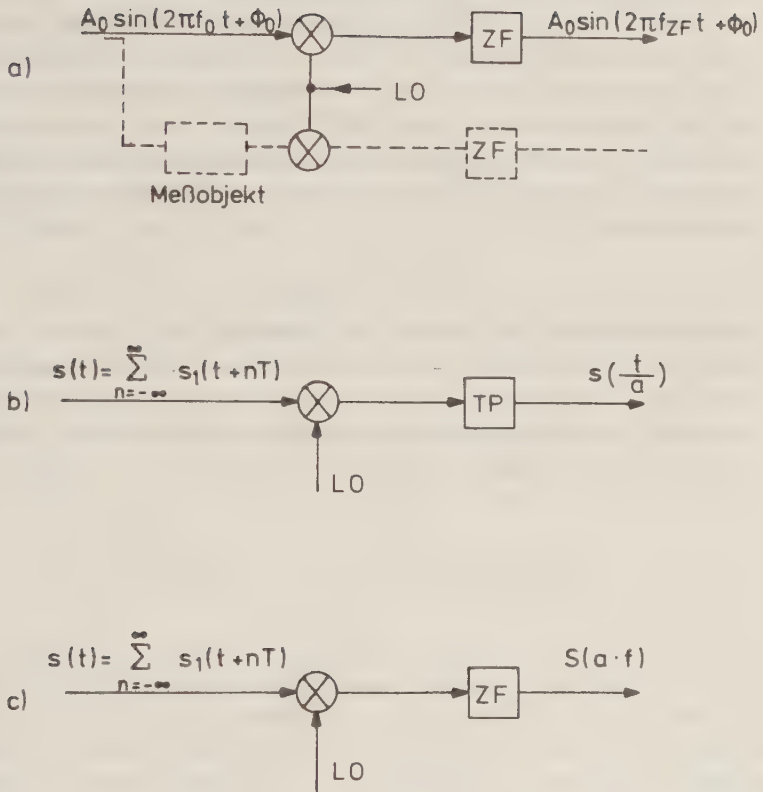


Bild 1.5 Prinzipschaltbilder für a) Netzwerkanalysator, b) Sampling-Oszilloskop und c) Spektrumanalysator

Bedeutung wiederkehrender nichtperiodischer Signale in der Praxis gering ist. Das periodische Signal wird abgetastet, was der Oberwellenmischung äquivalent ist, und nach einer Tiefpaßfilterung steht das zeitlich gedehnte Eingangssignal am Ausgang zur Verfügung. Auch der Spektrumanalysator mischt das breitbandige periodische Eingangssignal in

einem Oberwellenmischer mit einem Mischoszillator. Allerdings wird hier der Mischoszillator linear in der Frequenz durchgestimmt, so daß mit Hilfe eines schmalbandigen ZF-Filters die einzelnen heruntergemischten Frequenzkomponenten zeitlich nacheinander herausgefiltert und als Spektrum angezeigt werden können. Der Vergleich liefert die prinzipielle Ähnlichkeit der Meßverfahren, die sich jeweils nur in der Steuerung des Mischoszillators und der anschließenden Filterung des gemischten Signals unterscheiden.

Ziel dieser Arbeit ist es deshalb, auf der Basis eines Oberwellenmischers ein System zu entwerfen, das für alle Arten der Mikrowellen-Signalanalyse geeignet ist. Dabei sollen die Grundlagen für die Entwicklung eines solchen Geräts gelegt werden. Hierzu sind eine eingehende signaltheoretische Betrachtung und die Erstellung geeigneter Verarbeitungsalgorithmen erforderlich.

2. Frequenzumsetzung breitbandiger periodischer Signale mit Hilfe der Oberwellenmischung

2.1 Theoretische Grundlagen

Bei der Oberwellenmischung werden zwei periodische Signale, das zu untersuchende Meßsignal und das Mischoszillatorsignal, miteinander multipliziert, wobei letzteres aus einer Folge von Delta-Impulsen

$$p(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t + mT_p) \quad (2.1)$$

besteht, die als Abtastimpulsfolge $p(t)$ bezeichnet wird. Das Ziel ist, das Meßsignal $s(t)$

$$s(t) = s(t + mT_s); \quad m = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (2.2)$$

durch geeignete Wahl von T_p in einen anderen, gewünschten Frequenzbereich zu transformieren, wobei Amplitude und Phase der einzelnen Linien erhalten bleiben. Diese Transformation des Spektrums entspricht einer Stauchung oder Dehnung des Zeitsignals $s(t)$. Die Multiplikation von $s(t)$ mit $p(t)$ führt zu einer diskreten Wertefolge $s(mT_p)$ mit Abtastwerten zu äquidistanten durch T_p festgelegten Zeitpunkten, was die Äquivalenz der theoretischen Beschreibung von Abtastung und Oberwellenmischung unterstreicht.

Da $s(t)$ und $p(t)$ periodische Zeitfunktionen sind, lassen sie sich in Fourier-Reihen entwickeln

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn2\pi f_s t} \text{ mit } S_n = \frac{1}{T_s} \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} s(t) e^{-jn2\pi f_s t} dt; \quad f_s = \frac{1}{T_s} \quad (2.3)$$

$$p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_k e^{jk2\pi f_p t} \text{ mit } P_k = \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} p(t) e^{-jk2\pi f_p t} dt; \quad f_p = \frac{1}{T_p}. \quad (2.4)$$

Die Koeffizienten S_n sind von der Form des Meßsignals abhängig und können nur bei dessen Kenntnis weiter spezifiziert werden. Dagegen können die P_k für den Fall idealer Impulse durch

$$P_k = \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t + mT_p) e^{-jk2\pi f_p t} dt = \frac{1}{T_p} \quad (2.5)$$

angegeben werden. Damit läßt sich $p(t)$ in der Form

$$p(t) = \frac{1}{T_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk2\pi f_p t} \quad (2.6)$$

schreiben. In Bild 2.1 sind die Spektren der Signale $s(t)$ und $p(t)$ wiedergegeben. Das aus der Multiplikation von $s(t)$ und $p(t)$ entstehende Produkt

$$\begin{aligned} x(t) = s(t) \cdot p(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_n e^{jn2\pi f_s t} \frac{1}{T_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk2\pi f_p t} \\ &= \frac{1}{T_p} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_n e^{j2\pi(nf_s + kf_p)t} \end{aligned} \quad (2.7)$$

weist im Spektrum Linien bei sämtlichen Frequenzen aus

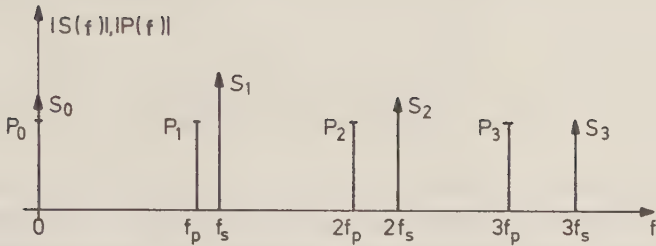


Bild 2.1 Spektren der Signale $s(t)$ und $p(t)$

Linearkombinationen der Linien von $s(t)$ und $p(t)$ auf. Aufgrund der Multiplikation im Zeitbereich ergibt sich das Spektrum von $x(t)$ aus der Faltung der Spektren von $s(t)$ und $p(t)$ und entspricht somit dem mit f_p

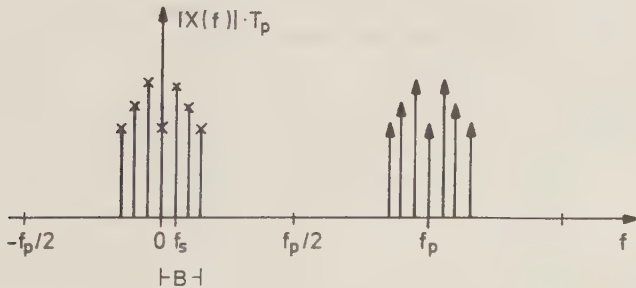


Bild 2.2 Spektrum des Mischprodukts $x(t)=s(t)p(t)$ für $f_p \gg f_s$

periodisch fortgesetzten Spektrum von $s(t)$. Um aus diesem

Frequenzgemisch (Bild 2.2) das in einen anderen Frequenzbereich transformierte Spektrum von $s(t)$ selektieren zu können, muß nach Gl.(2.7)

$$-\frac{f_p}{2} < nf_s + kf_p = n(f_s + \frac{k}{n}f_p) < \frac{f_p}{2} \quad (2.8)$$

gelten, wobei zu jedem n nur ein k existieren darf. In diesem Fall läßt sich jede Schwingung der Frequenz nf_s unter Beibehaltung von Amplitude und Phase in einen Frequenzbereich von $-f_p/2$ bis $f_p/2$ transformieren. Alle anderen Kombinationen von n und k führen zu Frequenzen, die außerhalb dieses Bereichs liegen. Da die Linien des umgesetzten Spektrums in der richtigen Reihenfolge und äquidistant auftreten sollen, wie dies auch bei den Linien S_n und P_k der Fall ist, ergibt sich aus Gl.(2.8) die Bedingung

$$-\frac{k}{n} = \text{const.} = c; \quad c = 0, 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

Mit Gl.(2.9) wird Gl.(2.8) zu

$$f_p(cn - \frac{1}{2}) < nf_s < f_p(cn + \frac{1}{2}) \quad (2.10)$$

oder

$$-\frac{f_p}{2} < n\Delta f < \frac{f_p}{2}; \quad \Delta f = f_s - cf_p. \quad (2.11)$$

Eine zu Gl.(2.11) analoge Relation läßt sich für die Periodendauern herleiten

$$T_p \frac{2n}{2nc - 1} > T_s > T_p \frac{2n}{2nc + 1}. \quad (2.12)$$

Für ein Signal $s(t)$, das durch eine endliche Anzahl von M Linien darstellbar ist, müssen diese Relationen für alle $n \leq M$ gelten, was durch entsprechende Wahl von f_p und c realisierbar ist.

Wenn die Bedingungen Gl.(2.11) bzw. Gl.(2.12) für alle M Linien des zu konvertierenden Signals erfüllt sind, läßt sich das gemischte Signal in der Form

$$x(t) = \frac{1}{T_p} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-M}^M S_n e^{j2\pi n \Delta f t} e^{j2\pi k f_p t} \quad (2.13)$$

angeben. Aus diesem Signal kann nun im Frequenzbereich durch geeignete Filterung (Bild 2.3) ein eindeutiges Stück der Breite f_p zwischen den

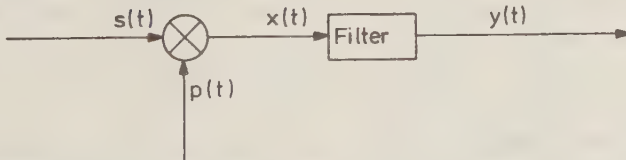


Bild 2.3 Prinzipschaltbild der Mischung zweier periodischer Signale

Frequenzen $(2m-1)f_p/2$ und $(2m+1)f_p/2$ mit $m=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ herausgeschnitten werden, das exakt das transformierte Spektrum des Signals $s(t)$

darstellt. Eine Tiefpaßfilterung mit der Grenzfrequenz $f_p/2$ führt auf

$$y(t) = \frac{1}{T_p} \sum_{n=-M}^M S_n e^{j2\pi n \Delta f t}. \quad (2.14)$$

Die ursprünglich bei den Frequenzen nf_s gelegenen S_n treten nun bei den Frequenzen $n\Delta f$ auf. Somit ist die Möglichkeit gegeben, ein breitbandiges Signal in einen gewünschten Frequenzbereich $-f_p/2 < f < f_p/2$ zu transformieren. Damit bietet die Oberwellenmischung die Voraussetzungen für die Analyse auch breitbandiger Mikrowellensignale.

2.2 Verarbeitung von Mikrowellensignalen

Nach Gl.(2.13) ist es möglich, das umgesetzte Signal durch entsprechende Filterung bei höheren oder niedrigeren Frequenzen zu entnehmen. Bei der Analyse von Mikrowellensignalen werden diese in niedrigere Frequenzbereiche umgesetzt, um sie anschließend abtasten und verarbeiten zu können. In Abhängigkeit von der Bandbreite B des Mikrowellensignals und dem Verhältnis von f_p zu f_s lassen sich verschiedene Fälle für die Frequenzumsetzung unterscheiden, wobei der Fall $f_s = nf_p/2$, bei dem keine eindeutige Umsetzung möglich ist, ausgenommen wird.

1) $B < f_p/2$ und $f_p \gg f_s$

Die Abtastimpulse haben eine so viel höhere Frequenz als die Wiederholfrequenz (=Grundfrequenz) des Mikrowellensignals, daß alle M Linien seines Spektrums bei Frequenzen unterhalb der halben Abtastfrequenz liegen. Damit ergibt sich $c=0$, und Gl.(2.11) ist für alle $n \leq M$ erfüllt. Aus Gl.(2.11) wird das bekannte Abtast-Theorem von Shannon [15], [16], wonach die halbe Abtastfrequenz größer sein muß als die höchste im Signal vorkommende Frequenz. In diesem Fall handelt es

sich also um sequentielles Abtasten, wobei dem Mikrowellensignal N Abtastwerte je Periode entnommen werden. Das durch die Mischung periodisierte Spektrum ist in Bild 2.2 skizziert.

Bei breitbandigen Mikrowellensignalen ist wegen der vorkommenden hohen Frequenzanteile die daraus resultierende notwendige hohe Abtastfrequenz nicht realisierbar. Eine Verringerung der Abtastfrequenz auf Werte $f_p < 2B$ verletzt das Abtast-Theorem und führt im allgemeinen dazu, daß das Originalsignal aus den Abtastwerten nicht mehr rekonstruiert werden kann. Dann lassen sich jedoch zwei Sonderfälle angeben, in denen trotz Verletzung des Abtast-Theorems die Signale einwandfrei rekonstruiert werden können.

2) $B > f_p/2$ und $f_p \approx f_s$

Abtastfrequenz und Wiederholfrequenz des Signals sind ähnlich groß, während die Bandbreite des Mikrowellensignals mehr als doppelt so groß wie die Abtastfrequenz ist. Der Frequenzabstand Δf des transformierten

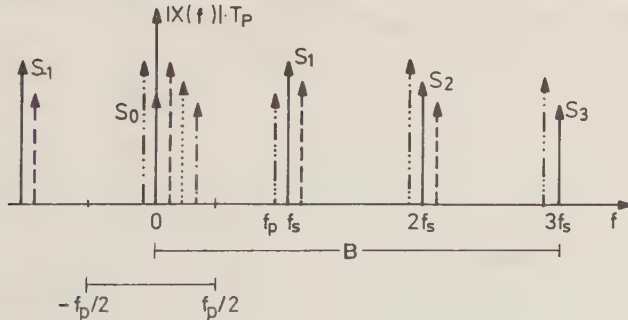


Bild 2.4 Spektrum des ungefilterten Mischprodukts $x(t)=s(t)p(t)$
für $f_p \approx f_s$

Linienspektrums ergibt sich nach Gl.(2.11) mit $c=1$ aus der Differenz von f_s und f_p . Im Zeitbereich betrachtet, bedeutet dies, daß aus jeder Periode des Signals $s(t)$ nur ein Abtastwert genommen wird. Im Gegensatz zu Fall 1 führt die aus der Faltung der beiden Spektren resultierende periodische Wiederholung des Signalspektrums mit f_p zu einer Überlappung der Perioden, allerdings in der Form, daß im Bereich $-f_p/2 < f < f_p/2$ das Spektrum nach seiner Umsetzung aus den Mischungen an verschiedenen Oberwellen unverfälscht wiederentsteht, wie Bild 2.4 zeigt.

3) $B > f_p/2$ und $f_p \ll f_s$

Da hier die Abtastfrequenz wesentlich niedriger liegt als die Wiederholfrequenz, wird Gl.(2.11) abhängig von f_s/f_p jeweils durch ein $c > 1$ erfüllt. Der Zusammenhang zum Zeitbereich ist dadurch gegeben, daß in diesem Fall nur aus jeder c -ten Periode des Signals $s(t)$ ein Abtastwert entnommen wird. Das umgesetzte Spektrum wird analog zu Bild 2.4 gebildet. Allerdings ist in den beiden letzten Fällen noch eine Unterscheidung notwendig.

Ausgehend von Gl.(2.14) ergibt sich die Fourier-Transformierte des umgesetzten gefilterten Signals $y(t)$ zu

$$Y(f) = \frac{1}{T_p} \sum_{n=-M}^M S_n \delta(f - n\Delta f). \quad (2.15)$$

Für

$$cnf_p \leq nf_s < (cn + \frac{1}{2})f_p \quad (2.16)$$

ergibt sich nach Gl.(2.11) ein positives Δf , und gemäß Gl.(2.15) liegen

auch im gemischten Signal die Linien S_n mit positivem n bei den zugehörigen positiven Frequenzen (Bild 2.5).

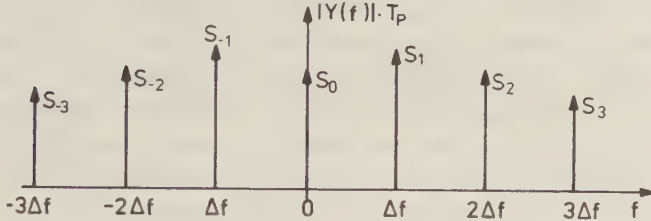


Bild 2.5 Lage der Spektrallinien des umgesetzten Signals bei Frequenzverhältnissen gemäß Gl.(2.16)

Sind die Frequenzverhältnisse allerdings durch

$$(cn - \frac{1}{2})f_p < nf_s < cnf_p \quad (2.17)$$

beschrieben, so wird Δf negativ und die Linien S_n mit positivem n werden den negativen Frequenzen zugeordnet und umgekehrt (Bild 2.6). Da das Zeitsignal $s(t)$ reell vorausgesetzt wurde, unterscheiden sich die Linien mit unterschiedlichem Index-Vorzeichen nur durch entgegengesetzte Phase [17], [18]. Dies bewirkt, daß das umgesetzte und gefilterte Signal das konjugiert komplexe Spektrum des Originals hat, und daß das Zeitsignal zwar gestaucht, aber an der Achse $t=0$ gespiegelt erscheint. Während dieser Effekt bei der Spektralanalyse unbeachtet bleiben kann, da nur die Beträge der Spektrallinien betrachtet werden, muß er bei der

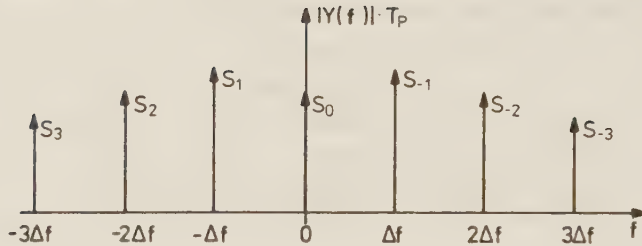


Bild 2.6 Lage der Spektrallinien des umgesetzten Signals bei Frequenzverhältnissen gemäß Gl. (2.17)

Netzwerkanalyse und bei der Zeitbereichsdarstellung berücksichtigt werden.

2.3 Aufbau des Meßsystems

Ausgehend von den theoretischen Überlegungen der vorhergehenden Abschnitte soll nun die Basis-Hardware für ein System skizziert werden, das zur umfangreichen Mikrowellen-Signalanalyse einsetzbar ist und bei annähernd identischem Aufbau die drei konventionellen Meßverfahren beinhaltet. Anforderungen an ein solches um einen Oberwellenmischer zu entwickelndes System sind neben der universellen Einsatzmöglichkeit ein möglichst geringer Anteil an speziellen teuren Mikrowellenkomponenten, um die Kosten möglichst niedrig zu halten.

In den beiden ebenfalls mit einem Oberwellenmischer arbeitenden konventionellen Verfahren, nämlich der heterodynen Netzwerkanalyse und

der Spektralanalyse, wird der Mischoszillator über eine PLL-Schleife so gesteuert, daß eine konstante Zwischenfrequenz erzeugt wird, bei der die weitere Auswertung stattfindet. In dem geplanten System kann aufgrund der universellen Einsatzmöglichkeit nicht mit einer festen Zwischenfrequenz gearbeitet werden, womit die Anbindung an einen Referenzoszillator mittels einer PLL-Schleife und damit auch die dabei auftretenden Probleme, wie ein mögliches Nichteinrasten bei schneller Frequenzvariation, entfallen. Wie die Überlegungen in den Abschnitten 2.1 und 2.2 zeigen, muß zur eindeutigen Umsetzung der hochfrequenten Signale die Frequenz des Mischoszillators innerhalb gewisser Grenzen variierbar sein. Deshalb benötigt das zu entwerfende System einen rechnersteuerbaren Mischoszillator. Dessen Einstellgenauigkeit und die Steuerungsalgorithmen sind von den jeweiligen Anwendungen abhängig. Sie

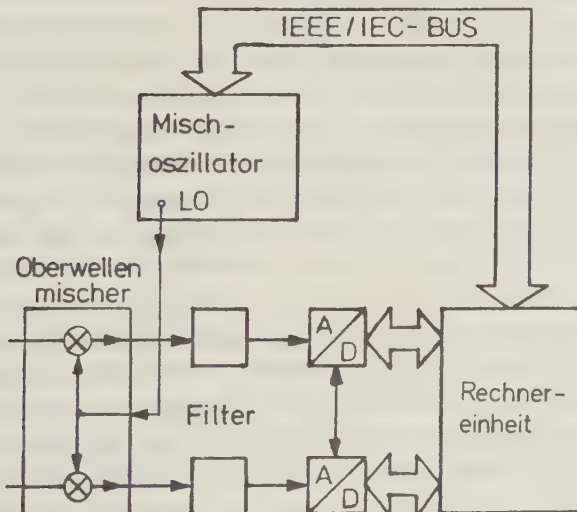


Bild 2.7 Blockschaltbild des Mikrowellen-Signalanalyse-Systems

werden in den folgenden Kapiteln bei der Besprechung der verschiedenen Anwendungen des Meßsystems angegeben. Da die gesamte Signalverarbeitung und -auswertung nicht in einer speziellen Auswerte-Elektronik mit ihren schwer zu kompensierenden Drift- und Jittereffekten [19], [20], [21], [22], sondern anhand von Algorithmen im Rechner erfolgt, kommt ein hoher Computerisierungsgrad zustande. Die zu untersuchenden Signale werden als heruntergemischte Zwischenfrequenzsignale digitalisiert und an den Rechner übergeben. Bild 2.7 zeigt das Blockschaltbild des entworfenen Systems. Das oder die Mikrowellensignale werden einem oder beiden Eingängen des vorhandenen zweikanaligen Oberwellenmischers HP 8411 A zugeführt. Dieser wurde dazu so modifiziert, daß die Oberwellenmischung auch mit einem externen Mischoszillator erfolgen kann. Allerdings ist der Oberwellenmischer für den Einsatz in einem konventionellen heterodynen Netzwerkanalysator ausgelegt [23], wodurch gewisse Grenzen bezüglich des Mischoszillator- und Zwischenfrequenzbereichs vorgegeben sind. So muß die eingespeiste Mischoszillatorfrequenz zwischen 30 und 150 MHz liegen, um einen einwandfreien Betrieb der Abtastschaltung zu gewährleisten. Nach Entfernung der internen schmalbandigen Bandpässe, muß das umgesetzte Spektrum in den Zwischenfrequenzbereich von 500 kHz bis 40 MHz fallen, da frequenzbestimmende Elemente im Oberwellenmischer Spektralkomponenten außerhalb dieser Grenzen so stark abschwächen, daß keine vernünftige Auswertung mehr möglich ist. Der Einfluß der nicht idealen Abtastpulse kann in diesem Zusammenhang vernachlässigt werden. Bei einer Impulsanstiegszeit von etwa 100 psec und einer Mischoszillatorfrequenz von 30 MHz weisen die Linien im Spektrum der Pulsfolge bis etwa zur 100. Harmonischen eine konstante Amplitude auf. Wenn bei Spektrumanalyse und Zeitbereichsmessung auch mit Harmonischen außerhalb des genannten Bereiches gemischt wird, treten Fehler auf. Wie die Anwendungen zeigen werden, tritt dieser Fall in der Praxis nicht auf. Liegt bei der Netzwerkanalyse die eine Linie, mit der gemischt wird, außerhalb des genannten Bereiches, dann nimmt lediglich der Mischerwirkungsgrad ab.

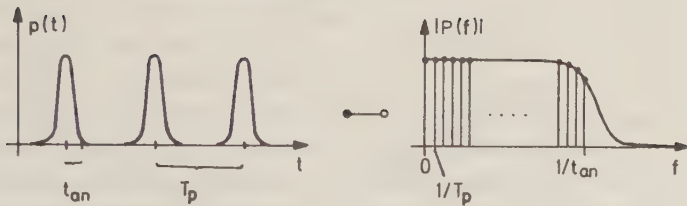


Bild 2.8 Folge realer Abtastimpulse endlicher Breite und dazugehöriges Spektrum

Die aus der Oberwellenmischung resultierenden Mischprodukte werden dann dem Anwendungsfall entsprechend gefiltert und von einem Digitizer (Tektronix 7D20), der Signale mit Frequenzen bis zu 40 MHz digitalisieren kann, an die Rechneinheit übergeben. Dies, die Steuerung des Mischoszillators und der Signalgeneratoren geschieht über den IEC/IEEE-Meßgerätebus. Die eigentliche Signalanalyse der abgetasteten Zeitreihen erfolgt anhand von speziellen Verarbeitungsalgorithmen in der aus Kleinrechner (DEC LSI 11/23+) und Array-Prozessor (Analogic AP 404) bestehenden Rechneinheit.

In den folgenden Kapiteln werden spezielle Verarbeitungsalgorithmen sowie Steuerungsalgorithmen des Mischoszillators entworfen, um das skizzierte System für Netzwerkanalyse, Spektrumanalyse und Zeitverlaufsdarstellung einsetzen zu können. Dabei wird die in jedem der drei Anwendungsfälle zu erwartende Genauigkeit des jeweiligen Verfahrens abgeschätzt und anhand von Meßergebnissen kritisch bewertet.

3. Digitale Netzwerkanalyse

3.1 Konzept des Verfahrens

Die Einsatzmöglichkeit des in Abschnitt 2.3 entworfenen Mikrowellen-Meßsystems soll zunächst für die Netzwerkanalyse spezifiziert werden. Gegenüber der heterodyn und der homodyn Netzwerkanalyse findet hier nur die Signalerfassung in analoger Weise statt, während die Signalverarbeitung digital im Rechner erfolgt und zudem auch der Mischoszillator vom Rechner gesteuert wird, weshalb diese Art der Netzwerkanalyse als digitale Netzwerkanalyse bezeichnet wird. Das dafür spezifizierte Signalanalyse-System ist in Bild 3.1 als

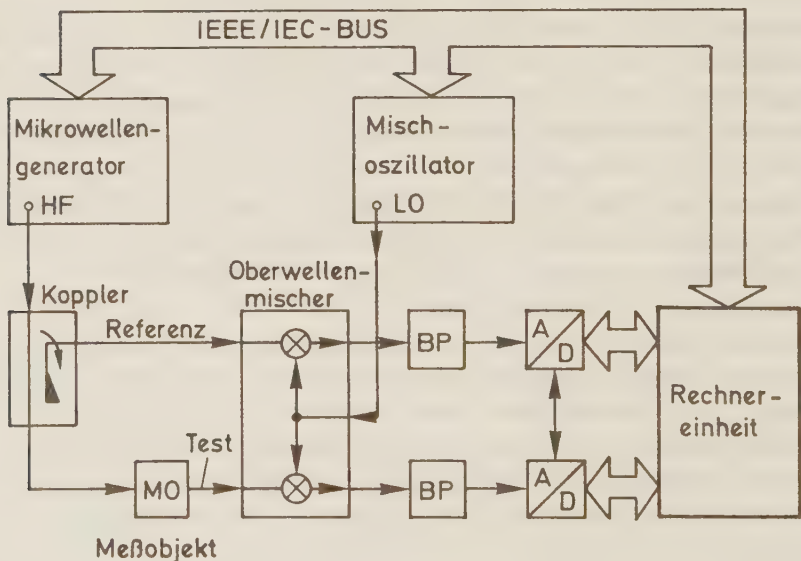


Bild 3.1 Blockschaltbild des für die digitale Netzwerkanalyse erstellten Mikrowellen-Signalanalyse-Systems

Blockschaltbild wiedergegeben, das dem des heterodynen Netzwerkanalysators ähnelt. Allerdings sind hier nur eine Mischstufe, keine Phasenregelschleife und keine spezielle Auswertelektronik für Amplituden- und Phasenwerte notwendig. Das vom Mikrowellengenerator stammende monofrequente Signal wird über einen Koppler in Test- und Referenzsignal aufgespalten. Das Referenzsignal wird dann direkt, das Testsignal nach Passieren des zu untersuchenden Testobjektes (MO) im Oberwellenmischer mit Hilfe des rechnersteuerbaren Mischoszillators in der Frequenz herabgesetzt. Da die resultierende Zwischenfrequenz nicht exakt festgelegt ist, sondern innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches liegen muß, braucht der steuerbare Mischoszillator keine große Frequenzgenauigkeit aufweisen, weshalb er sich preisgünstig aufbauen läßt. Aufgrund der mit der Oberwellenmischung einhergehenden Periodisierung des Spektrums (Kap. 2) müssen Mischoszillatorfrequenz und Bandbreite der nachfolgenden Filter (BP) so gewählt werden, daß keine Überlappungen auftreten, also ein Bereich des periodischen Spektrums mit nur einer Linie herausgefiltert wird. Diese Zwischenfrequenzsignale werden digitalisiert (A/D) und als Wertefolge in den Rechner gegeben, wo dann die Signalverarbeitung stattfindet. Die Steuerung des Mischoszillators, die Dimensionierung der Filter und das Festlegen der Abtastfrequenz des A/D-Wandlers sind voneinander abhängig. Diese Vorgänge werden im nächsten Abschnitt eingehend beschrieben. Die Bandbreite des digitalen Netzwerkanalysators ist bestimmt durch die des Oberwellenmischers, während die erzielbare Dynamik hauptsächlich von den verwendeten A/D-Wandlern, der Zahlendarstellung im Rechner und dem auftretenden Systemrauschen abhängt.

3.2 Spezifikation der Systemparameter

Grundlage für die digitale Netzwerkanalyse ist die Oberwellenmischung. Hochfrequenzsignale aus dem durch den Aufbau des Meßsystems begrenzten

Frequenzbereich werden durch harmonische Mischung mit dem Mischoszillatorsignal gemäß Kap. 2 in niedrigere Frequenzbereiche

$$f_{ZF} = |f_{HF} - mf_{LO}| \quad (3.2.1)$$

transformiert, wobei f_{HF} und f_{LO} die Frequenzen des Mikrowellensignals und des Mischoszillators, und m die Ordnung der Harmonischen sind. Um diese Aufgabe eindeutig erfüllen zu können, muß auch der Mischoszillator in seiner Frequenz variierbar sein. Für f_{HF} und f_{LO} stehen nur begrenzte Bereiche zur Verfügung:

$$\begin{aligned} f_{HF_{min}} &\leq f_{HF} \leq f_{HF_{max}} , \\ f_{LO_{min}} &\leq f_{LO} \leq f_{LO_{max}} . \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

Aufgabe des steuernden Rechners ist es, bei bekanntem f_{HF} die Mischoszillatorfrequenz f_{LO} so einzustellen, daß die Zwischenfrequenz f_{ZF} entsprechend Gl.(3.2.1) entsteht. Da der Mischoszillator aber nicht, wie bei der heterodynen Netzwerkanalyse, stufenlos einstellbar ist, sondern nur schrittweise, lassen sich alle HF-Signale nicht auf eine konstante Zwischenfrequenz herabsetzen, sondern nur auf einen bestimmten Zwischenfrequenzbereich

$$f_{ZF_{min}} \leq f_{ZF} \leq f_{ZF_{max}} . \quad (3.2.3)$$

Dieser Bereich wird umso breiter, je größer die Schrittweite des Mischoszillators ist. Bei der Auslegung der Begrenzungen in Gl. (3.2.2) und Gl. (3.2.3) für die Hoch-, Zwischen- und Mischoszillatorfrequenzen ist sicherzustellen, daß alle HF-Frequenzen, für die das Meßsystem einsetzbar sein soll, mit dem gewählten Mischoszillatorbereich in den zulässigen Zwischenfrequenzbereich konvertierbar sind. Deshalb muß jede

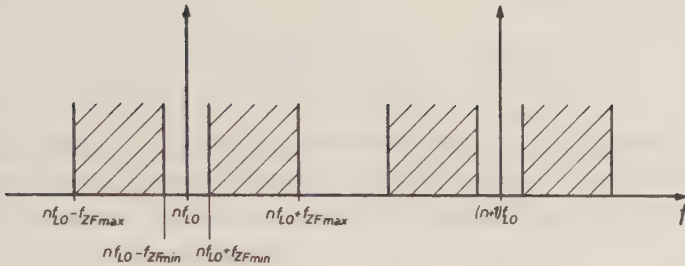


Bild 3.2 Frequenzverhältnisse vor der Umsetzung

Frequenz f_{HF} durch Variation von f_{LO} in einen der schraffierten Bereiche von Bild 3.2 fallen. Dazu müssen

$$mf_{LO_{max}} + f_{ZF_{max}} \geq (m+1)f_{LO_{min}} - f_{ZF_{max}} \quad (3.2.4)$$

und

$$mf_{LO_{max}} - f_{ZF_{min}} \geq mf_{LO_{min}} + f_{ZF_{min}} \quad (3.2.5)$$

sein. Aus Gl. (3.2.4) und Gl. (3.2.5) ergeben sich für die Ordnung m der Harmonischen, die die beiden Ungleichungen erfüllen, die Bedingungen

$$m \geq \frac{f_{LO_{min}} - 2f_{ZF_{max}}}{f_{LO_{max}} - f_{LO_{min}}} \quad (3.2.6)$$

und

$$m \geq \frac{2f_{ZF_{min}}}{f_{LO_{max}} - f_{LO_{min}}} \quad (3.2.7)$$

Entsprechend dem kleinsten ganzzahligen m , welches Gl. (3.2.6) und Gl. (3.2.7) erfüllt, können nach Wahl der Grenzen für f_{ZF} und f_{LO} alle

HF-Signale mit Frequenzen ab

$$f_{HF} \geq f_{HF_{min}} = f_{ZF_{min}} + mf_{LO_{min}} \quad (3.2.8)$$

konvertiert werden. Wenn beide Generatoren, oder auch nur einer, einen Frequenzfehler δ_{HF} bzw. δ_{LO} aufweisen, weicht die sich einstellende Zwischenfrequenz f'_{ZF} von der nach Gl.(3.2.1) ab. Mit

$$\begin{aligned} f'_{HF} &= f_{HF} \pm \delta_{HF} ; \quad \delta_{HF} > 0 \\ f'_{LO} &= f_{LO} \pm \delta_{LO} ; \quad \delta_{LO} > 0 \end{aligned} \quad (3.2.9)$$

folgt aus Gl. (3.2.1)

$$\begin{aligned} f'_{ZF} &= |f'_{HF} - mf'_{LO}| \\ &= |f_{HF} \pm \delta_{HF} - m(f_{LO} \pm \delta_{LO})| \\ &= |f_{HF} - mf_{LO} \pm (\delta_{HF} - m\delta_{LO})| \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

$$\begin{aligned} f'_{ZF} &\leq f_{ZF} + |\delta_{HF} - m\delta_{LO}| \leq f_{ZF} + |\delta_{HF}| + m|\delta_{LO}| \\ f'_{ZF} &\geq f_{ZF} - |\delta_{HF} - m\delta_{LO}| \geq f_{ZF} - |\delta_{HF}| - m|\delta_{LO}| \end{aligned}$$

oder

$$-(\delta_{HF} + m\delta_{LO}) \leq f'_{ZF} - f_{ZF} \leq \delta_{HF} + m\delta_{LO} \quad (3.2.11)$$

Nach Gl. (3.2.11) kann aufgrund der fehlerbehafteten Einstellung von f_{HF} und f_{LO} die resultierende Zwischenfrequenz f'_{ZF} außerhalb des Bereiches nach Gl. (3.2.3) liegen. Wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird, hat diese Abweichung auf die Bestimmung von Amplitudenverhältnis und Phasendifferenz keinen Einfluß, da der genaue Wert der Zwischenfrequenz für deren Berechnung nicht vorausgesetzt wird. Allerdings ist die Abschätzung der Differenz $f'_{ZF} - f_{ZF}$ wichtig für die Grenzfrequenzen des Bandpasses. Es muß sichergestellt sein, daß alle sich einstellenden Zwischenfrequenzen den Bandpaß passieren können. Deshalb müssen dessen untere und obere Grenzfrequenz f_{gr} bzw. f_{gr} zumindest

$$\begin{aligned}f_{gr}^u &= f_{ZF_{min}} - (\delta_{HF} + m_{max}\delta_{LO}) \\f_{gr}^o &= f_{ZF_{max}} + (\delta_{HF} + m_{max}\delta_{LO})\end{aligned}\quad (3.2.12)$$

sein. Beim Einsatz eines quarzgenauen Synthesegenerators als HF-Quelle werden die Grenzen wegen $\delta_{HF} \ll \delta_{LO}$ von der Genauigkeit der Mischoszillatorfrequenz und der Ordnung m_{max} der höchsten zur Konvertierung nötigen Oberwelle des Mischoszillators bestimmt, welche mit

$$m_{max} = \left[\frac{f_{HF_{max}} - f_{ZF_{min}}}{f_{LO_{min}}} \right] \quad (3.2.13)$$

abgeschätzt werden kann, wobei die Gauß'sche Klammer [] die Aufrundung des Arguments auf die nächste ganze Zahl bedeutet. Zwar können die Bandpaß-Grenzen auch kleiner bzw. größer als nach Gl. (3.2.12) gewählt werden, doch nehmen damit automatisch die Rauschbreite zu und das erzielbare Signal-Rauschverhältnis ab. Durch die Oberwellenmischung wird das Spektrum periodisch in f_{LO} , so daß

$$\frac{f_{LO_{min}}}{2} > f_{gr}^o - f_{gr}^u \quad (3.2.14)$$

erfüllt sein muß, um mit dem Bandpaß nicht gleichzeitig Linien aus verschiedenen Perioden zu separieren und dadurch das Zeitsignal zu verfälschen. Die Abtastfrequenz f_{AD} des dem Bandpaß folgenden Analog/Digital-Wandlers muß schließlich mindestens doppelt so hoch sein wie die höchste durch den Bandpaß kommende Frequenz f_{gr}^o , also

$$f_{AD} \geq 2f_{gr}^o \quad (3.2.15)$$

um Überlappungen im Spektrum zu vermeiden.

3.3 Bestimmung von Amplitude und Phase

Bei der digitalen Netzwerkanalyse stehen die Signalwertefolgen der konvertierten und abgetasteten Testsignale $x_t(n)$ und Referenzsignale $x_r(n)$

$$x_{t,r}(n) = a_{t,r} \cos(2\pi f_{ZF} n \Delta t + \varphi_{t,r}); \quad 0 \leq n < N = \frac{T}{\Delta t} \quad (3.3.1)$$

$$\Delta t = 1/f_{AD}$$

zur Verfügung, wobei Δt das Abtastintervall, T die Abtastdauer und N die Zahl der abgetasteten Werte sowohl im Test- als auch im Referenzkanal bedeuten. Die Auswertung dieser Signalwertefolgen erfolgt unterschiedlich, je nachdem ob die Zwischenfrequenz bekannt ist oder nicht.

3.3.1 Übertragungsverhalten des Meßobjekts bei Kenntnis der Zwischenfrequenz

Zur Bestimmung des interessierenden Amplitudenverhältnisses $a_t/a_r = A$ und der Phasendifferenz $\varphi_t - \varphi_r = \varphi$ werden im Rechner numerisch die komplexen Hilfsgrößen

$$X'_{t,r} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{t,r}(n) e^{-j2\pi f_{ZF} n \Delta t} \quad (3.3.2)$$

gebildet, die die diskreten Fourier-Transformierten von $x_{t,r}(n)$ bei der Zwischenfrequenz f_{ZF} sind. Gl. (3.3.2) kann auch als homodyne Auswertung der Zwischenfrequenzsignale nach Gl. (3.3.1) gedeutet werden, die bei digitaler Netzwerkanalyse unproblematisch ist, weil im Rechner kein $1/f$ -Rauschen auftritt. Bei bekannter Zwischenfrequenz, z.B. beim Einsatz

von Synthesegeneratoren als Signalquelle und als Mischoszillator, läßt sich die Exponentialfunktion in Gl. (3.3.2) im Rechner leicht an den entsprechenden Stützstellen berechnen. Da von den Test- und Referenzsignalen, entsprechend den Werten von N und Δt , nur Zeitausschnitte zur Verfügung stehen, sind die Größen $X'_{t,r}$ mehr oder weniger durch Überlappungsfehler gestört. Dieser Einfluß kann jedoch durch einen Korrekturalgorithmus, der die Zeitbegrenzung von $X_{t,r}$ aufhebt, eliminiert werden, wodurch man

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \{X_{t,r}\} &= \frac{\operatorname{Re} \{X'_{t,r}\} \cdot K_3 - \operatorname{Im} \{X'_{t,r}\} \cdot K_2}{K_1 K_3 - K_2^2} \\ \operatorname{Im} \{X_{t,r}\} &= \frac{\operatorname{Im} \{X'_{t,r}\} \cdot K_1 - \operatorname{Re} \{X'_{t,r}\} \cdot K_2}{K_1 K_3 - K_2^2} \end{aligned} \quad (3.3.3)$$

mit

$$\begin{aligned} K_1 &= 1 + \operatorname{si}(4\pi f_{ZF} T) \\ K_2 &= \frac{\cos(4\pi f_{ZF} T) - 1}{4\pi f_{ZF} T} \\ K_3 &= 1 - \operatorname{si}(4\pi f_{ZF} T) \end{aligned} \quad (3.3.4)$$

erhält (Anhang, Abschnitt 7.1). Mit Gl. (3.3.3) gewinnt man schließlich über

$$A/dB = 20 \lg \sqrt{\frac{\operatorname{Re}^2 \{X_t\} + \operatorname{Im}^2 \{X_t\}}{\operatorname{Re}^2 \{X_r\} + \operatorname{Im}^2 \{X_r\}}} \quad (3.3.5)$$

$$\varphi/\text{rad} = \arctan \frac{\operatorname{Im} \{X_t\}}{\operatorname{Re} \{X_t\}} - \arctan \frac{\operatorname{Im} \{X_r\}}{\operatorname{Re} \{X_r\}} \quad (3.3.6)$$

das gesuchte Amplitudenverhältnis A und die Phasendifferenz φ .

Statistische Fehler, die bei Anwendung dieser Methode in die berechneten

Werte eingehen, werden hauptsächlich durch das im Oberwellenmischer auftretende Rauschen, das Quantisierungsrauschen des A/D-Wandlers und das Rundungsrauschen im Rechner verursacht. Der durch das Mischerrauschen hervorgerufene Meßfehler kann durch die Standardabweichungen σ_A und σ_φ der berechneten Amplituden- und Phasenwerte abgeschätzt werden (s. Anhang, Abschnitt 7.2)

$$\sigma_A = \sigma_\varphi \frac{a_t}{a_r} \quad , \quad (3.3.7)$$

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\left(\frac{S}{R} \right)_t^{-2} + \left(\frac{S}{R} \right)_r^{-2} \right]} \quad , \quad (3.3.8)$$

wobei $(S/R)^2_{t,r}$ das Signal-Rauschleistungsverhältnis im Test- und Referenzkanal angibt.

Durch den A/D-Wandler werden den abgetasteten analogen Signalwerten Zahlenwerte zugeordnet, die nur in Stufen variierbar sind. So ist die kleinstmögliche Änderung dieser Zahlenwerte für einen b bit-Wandler durch die Quantisierungsbreite $\Delta=2^{-b}$ gegeben. Signalwerten, die zwischen zwei Quantisierungsstufen liegen, wird der jeweils nächstliegende digitale Wert zugeordnet. Die dadurch entstehenden Fehler e sind betragsmäßig kleiner als die halbe Quantisierungsbreite $\Delta/2=2^{-b-1}$. Unter der Annahme ihrer Gleichverteilung

$$p_e = \begin{cases} \frac{1}{\Delta} & ; -\frac{\Delta}{2} \leq e < \frac{\Delta}{2} \\ 0 & ; \text{sonst} \end{cases} \quad (3.3.9)$$

ergibt sich das Quantisierungsrauschen zu [16]

$$\sigma_e^2 = \int_{-\infty}^{\infty} e^2 p_e de = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{2^{-2b}}{12} \quad . \quad (3.3.10)$$

Das resultierende Verhältnis Signal/Quantisierungsrauschen ist abhängig von der tatsächlichen Aussteuerung des Wandlerbereichs und damit von der Signalamplitude. Mit dem im typischen Betrieb auftretenden Quantisierungsrauschen und dem bei Gleitkommazahlendarstellung mit 4 Bytes entstehenden Rundungsrauschen, das durch Computersimulation untersucht wurde, ergibt sich rechnerisch der in Bild 3.3 skizzierte

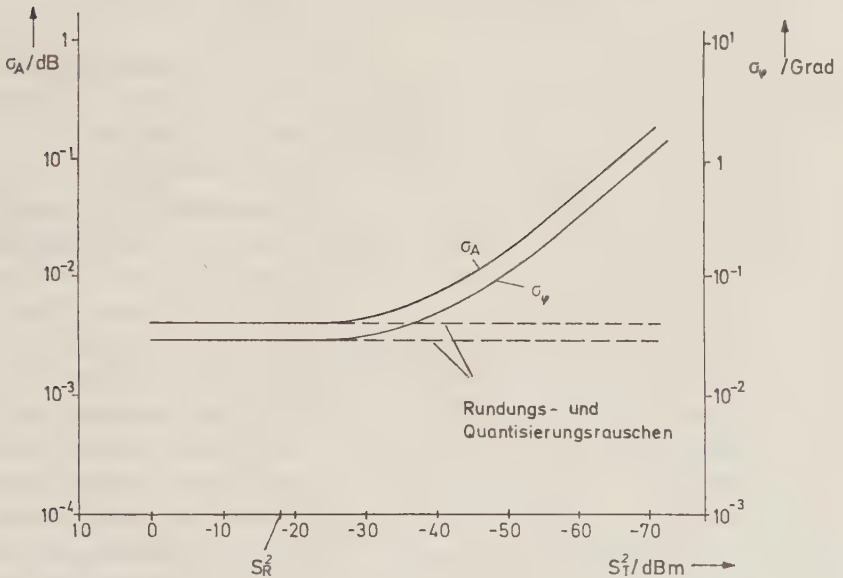


Bild 3.3 Amplituden- und Phasengenauigkeit in Abhängigkeit der Testkanal-Eingangsleistung (bei einer Referenzsignalleistung von -18 dBm und einem Mischerrauschen von -78 dBm [23])

Verlauf von Amplituden- und Phasengenauigkeit über der Testsignalleistung, der durch Messungen verifiziert wurde. Für Signalleistungen $S^2_t > -25 \text{ dBm}$ wird die Meßgenauigkeit durch Quantisierungs- und Rundungsrauschen bestimmt, für kleinere Testsignale vorwiegend durch das Mischerrauschen.

3.3.2 Übertragungsverhalten des Meßobjekts bei nicht genau bekannter Zwischenfrequenz mit Hilfe der Hilbert- Transformation

Das in Abschnitt 3.3.1 beschriebene Verfahren zur Amplituden- und Phasenbestimmung läßt sich nur anwenden, wenn die konvertierte Frequenz f_{ZF} bekannt ist, da sie zur Erzeugung der komplexen Werte $\exp(j2\pi f_{ZF} n\Delta t)$ in Gl. (3.3.2) und damit zur homodyn Auswertung erforderlich ist. Wird aber der Netzwerkanalysator mit einem Mischoszillator realisiert, der aus Kostengründen eine endliche Genauigkeit aufweist, so läßt sich nicht vermeiden, daß die sich ergebende Zwischenfrequenz innerhalb gewisser Grenzen schwankt. Diese sind neben der Genauigkeit auch von der Ordnung der Oberwelle des Mischoszillators, mit der gemischt wird, abhängig. Z.B. ergibt sich bei einer Mischoszillatorungenauigkeit von $\pm 10 \text{ kHz}$ und Mischung mit der 100. Harmonischen für die mögliche Zwischenfrequenz ein Schwankungsbereich von $\pm 1 \text{ MHz}$. Die sich einstellende Zwischenfrequenz muß deshalb als nicht genau bekannt betrachtet werden, was zur Folge hat, daß die Exponentialfunktion in Gl. (3.3.2) nicht mehr unmittelbar berechnet werden kann. Da sie aber für die Ermittlung von Amplitudenverhältnis und Phasendifferenz erforderlich ist, stellt sich die Aufgabe, sie aus den beiden abgetasteten Signalausschnitten (Test- und Referenzsignal einer Messung) zu bestimmen. Zur Lösung gelangt man über das analytische Signal. Dazu bildet man aus dem Spektrum $X(f)$ eines Zeitsignals $x(t)$ das einseitige Spektrum $X_+(f)$ gemäß

$$X_+(f) = 2X(f)U(f) \quad \text{mit} \quad U(f) = \begin{cases} 1; & f > 0 \\ \frac{1}{2}; & f = 0 \\ 0; & f < 0 \end{cases} \quad (3.3.11)$$

und erhält über dessen inverse Fourier-Transformierte

$$x_+(t) = 2 \int_0^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad (3.3.12)$$

das analytische Signal

$$x_+(t) = x(t) + j\hat{x}(t) \quad . \quad (3.3.13)$$

Dieses weist einen Imaginärteil $\hat{x}(t)$ auf, der die Hilbert-Transformierte des reellen Zeitsignals $x(t)$ beinhaltet [17]:

$$\hat{x}(t) = x(t) * \frac{1}{\pi t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad . \quad (3.3.14)$$

Diese Beziehung besagt, daß ein System mit der Impulsantwort $h(t)=1/\pi t$ (Bild 3.4) bei einem Eingangssignal $x(t)$ am Ausgang die Hilbert-Transformierte $\hat{x}(t)$ liefert. Speist man das monofrequente Signal $x(t)=K\cos(2\pi f_0 t)$ ein, so ergibt sich als Ausgangssignal $\hat{x}(t)=K\sin(2\pi f_0 t)$, also ein gegenüber dem Eingangssignal um 90° phasenverschobenes Signal gleicher Amplitude und Frequenz. Test- und Referenzsignal haben die zwar nicht genau bekannte, aber gleiche Frequenz. Daher kann aus dem Referenzsignal über das Quadraturfilter die zugehörige Hilbert-Transformierte, und aus beiden das analytische Signal und damit die gesuchte Exponentialfunktion gewonnen werden. Damit ist es möglich, wie im Fall der bekannten Zwischenfrequenz mit Hilfe von Gl. (3.3.2) Amplitudenverhältnis und Phasendifferenz von Test- und

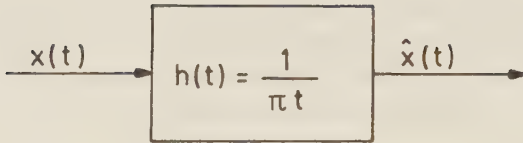


Bild 3.4 Quadraturfilter

Referenzsignal zu berechnen. Da die aus dem Referenzsignal berechnete Exponentialfunktion eine von Eins verschiedene Amplitude a_r und eine von Null verschiedene Phase φ_r aufweist, lassen sich durch eine Messung von Test- und Referenzsignal Amplitude und Phase des Testsignals allerdings nicht von denen des Referenzsignals trennen, da nach Gl.(3.3.2)

$$\begin{aligned}
 |X'| &= \sqrt{[a_t a_r \cos(\varphi_t - \varphi_r)]^2 + [a_t a_r \sin(\varphi_t - \varphi_r)]^2} \quad , \\
 \varphi &= \varphi_t - \varphi_r = \arctan \frac{a_t a_r \sin(\varphi_t - \varphi_r)}{a_t a_r \cos(\varphi_t - \varphi_r)} \quad ,
 \end{aligned}
 \tag{3.3.15}$$

sind. Um das gesuchte Amplituden- und Phasenverhalten des Meßobjekts zu erhalten, ist eine zusätzliche Bezugsmessung erforderlich. Dabei wird in den Testkanal anstelle des Meßobjekts ein Objekt mit bekanntem Übertragungsverhalten eingesetzt, während der Referenzkanal unverändert bleibt. Wenn man bei einer Transmissionsmessung im einfachsten Fall die Anschlüsse verbindet, zwischen die bei der Messung das Meßobjekt eingefügt wird, dann ändern sich Amplitude und Phase des Testsignals nicht. Damit ergibt sich für das Amplituden- und Phasenverhalten des

Meßobjekts

$$\begin{aligned}\tilde{A} &= \frac{a_t \cdot a_r}{a_b \cdot a_r}, \quad \tilde{A}/dB = 20 \lg \frac{a_t}{a_b}, \\ \tilde{\varphi}/rad &= \varphi_t - \varphi_r - (\varphi_b - \varphi_r) = \varphi_t - \varphi_b.\end{aligned}\tag{3.3.16}$$

Diese Bezugsmessung ist kein zusätzlicher Aufwand, sondern ohnehin nötig, um den Einfluß des Übertragungsverhaltens des ganzen Meßsystems (Kabel, Steckverbindungen und elektronische Komponenten) zu eliminieren [25,26].

3.3.3 Diskussion verbleibender Fehler

Bei Berechnung des Amplitudenverhältnisses und der Phasendifferenz mit Hilfe der aus dem Referenzsignalausschnitt bestimmten Hilbert-Transformierten ist eine Abbruchfehlerkorrektur wie in Abschnitt 3.3.1 nicht möglich, da diese die Kenntnis der Zwischenfrequenz voraussetzt. Zusätzlich sind die Werte von $\tilde{A}$ und $\tilde{\varphi}$ dadurch verfälscht, daß zu ihrer Berechnung die Hilbert-Transformierte des zeitbegrenzten Referenzsignals und nicht die des unendlich langen Zeitsignals herangezogen werden mußte. Der hierdurch auftretende Fehler wird im folgenden abgeschätzt.

Bildet man aus dem Zeitsignal

$$x^\infty(t) = a \cos(2\pi f_o t)\tag{3.3.17}$$

mit

$$X^\infty(f) = \frac{a}{2}[\delta(f - f_o) + \delta(f + f_o)]\tag{3.3.18}$$

das einseitige Spektrum nach Gl. (3.3.11), so ergibt sich nach inverser Fourier-Transformation das komplexe Zeitsignal

$$x_+^\infty(t) = a e^{j2\pi f_o t} = a(\cos(2\pi f_o t) + j\sin(2\pi f_o t)) \quad (3.3.19)$$

Da aber von dem Zeitsignal nach Gl. (3.3.17) nur der Ausschnitt von $t_1 = \tau - T/2$ bis $t_2 = \tau + T/2$ zur Verfügung steht,

$$x(t) = x^\infty(t) \quad w(t) = a \cos(2\pi f_o t) \operatorname{rect}\left(\frac{t - \tau}{T/2}\right); \quad \tau = \frac{t_1 + t_2}{2} \quad (3.3.20)$$

mit

$$\operatorname{rect} x = \begin{cases} 1; & |x| < 1 \\ \frac{1}{2}; & |x| = 1 \\ 0; & |x| > 1 \end{cases}$$

ergibt sich das Spektrum

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} W(u) X^\infty(f - u) du \quad (3.3.21)$$

als Faltung des Spektrums des zeitlich unbegrenzten Signals mit der Fourier-Transformierten $W(f)$ des Zeitfensters. Für das Rechteckfenster in Gl. (3.3.20) folgt

$$\begin{aligned} X(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} T \operatorname{si}(\pi u T) e^{-j2\pi u \tau} \frac{a}{2} [\delta(f - f_o - u) + \delta(f + f_o - u)] du \\ &= \frac{a}{2} T [\operatorname{si}(\pi T(f - f_o)) e^{-j2\pi(f - f_o)\tau} + \operatorname{si}(\pi T(f + f_o)) e^{-j2\pi(f + f_o)\tau}] \\ &= X_1(f) + X_2(f) \end{aligned} \quad (3.3.22)$$

mit

$$\operatorname{si}(x) = \frac{\sin x}{x}$$

Die inverse Fourier-Transformation jeweils eines Summanden liefert

$$\begin{aligned}
 x_{1,2}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{a}{2} T \frac{1}{T} \text{rect}\left(\frac{2v}{T}\right) e^{\pm j 2 \pi f_o v} \delta(t - \tau - v) e^{\pm j 2 \pi f_o (t-v)} dv \\
 &= \frac{a}{2} \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T/2}\right) e^{\pm j 2 \pi f_o t} \quad ,
 \end{aligned} \tag{3.3.23}$$

also im Imaginärteil die Hilbert-Transformierte des Realteils, bis auf das Vorzeichen von x_2 . Im Rechner ist diese Trennung der beiden Summanden in Gl. (3.3.22) aber nicht möglich, da die si-Funktionen sich überlappen. Deshalb werden zur numerischen Bestimmung der Hilbert-Transformierten die negativen Frequenzen durch Anwendung von Gl. (3.3.11) auf das Spektrum $X(f)$ in Gl. (3.3.22) unterdrückt. Das zugehörige analytische Signal folgt aus der Faltung der zu den beiden Frequenzfunktionen $X(f)$ und $U(f)$ gehörigen Zeitsignale $x(t)$ und $u(t)$ nach Gln. (3.3.20) und (7.3.6) im Anhang, Abschnitt 7.3:

$$\begin{aligned}
 x_+(t) &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} x(z) u(t-z) dz \\
 &= 2 \int_{-\infty}^{\infty} a \cos(2\pi f_o z) \text{rect}\left(\frac{z-\tau}{T/2}\right) \left[\delta(t-z) + j \frac{1}{\pi(t-z)}\right] \frac{1}{2} dz \\
 &= a \cos(2\pi f_o t) \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T/2}\right) + \\
 &\quad + j a \int_{-\infty}^{\infty} \cos(2\pi f_o z) \text{rect}\left(\frac{z-\tau}{T/2}\right) \frac{dz}{\pi(t-z)} \\
 &= a \cos(2\pi f_o t) \text{rect}\left(\frac{t-\tau}{T/2}\right) + j \frac{a}{\pi} \int_{t_1}^{t_2} \frac{\cos(2\pi f_o z)}{t-z} dz \quad .
 \end{aligned} \tag{3.3.24}$$

Das analytische Signal weist im Realteil das ursprüngliche zeitbegrenzte Signal, im Imaginärteil dessen Hilbert-Transformierte auf, wobei diese

sich von der Hilbert-Transformierten $a \sin(2\pi f_0 t)$ des unbegrenzten Realteils unterscheidet. Eine weitere Untersuchung des Imaginärteils liefert

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} \frac{\cos(2\pi f_0 z)}{t-z} dz &= - \int_{t-t_1}^{t-t_2} \frac{\cos(2\pi f_0(t-y))}{y} dy \\ &= -\cos(2\pi f_0 t) \int_{2\pi f_0(t-t_1)}^{2\pi f_0(t-t_2)} \frac{\cos x}{x} dx - \sin(2\pi f_0 t) \int_{2\pi f_0(t-t_1)}^{2\pi f_0(t-t_2)} \frac{\sin x}{x} dx \end{aligned} \quad (3.3.25)$$

Mit

$$\begin{aligned} \int_u^\infty \frac{\cos x}{x} dx &= -Ci(u) \\ \int_0^u \frac{\sin x}{x} dx &= Si(u) \end{aligned} \quad (3.3.26)$$

wird daraus schließlich

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_2} \frac{\cos(2\pi f_0 z)}{t-z} dz \\ = -\cos(2\pi f_0 t) [-Ci(2\pi f_0(t-t_1)) + Ci(2\pi f_0(t-t_2))] \\ - \sin(2\pi f_0 t) [Si(2\pi f_0(t-t_2)) - Si(2\pi f_0(t-t_1))] \end{aligned} \quad (3.3.27)$$

Die Abweichung der berechneten Hilbert-Transformierten und der nach Gl. (3.3.23) gewünschten Signalfunktion beträgt

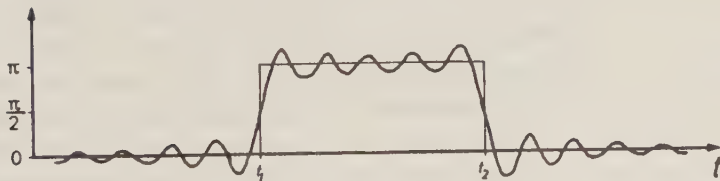
$$\begin{aligned} \frac{a}{\pi} \int_{t_1}^{t_2} \frac{\cos(2\pi f_0 z)}{t-z} dz - a \sin(2\pi f_0 t) \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{T/2}\right) \\ = \frac{a}{\pi} \sin(2\pi f_0 t) [Si(2\pi f_0(t-t_1)) - Si(2\pi f_0(t-t_2))] - \pi \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{T/2}\right) \\ + \frac{a}{\pi} \cos(2\pi f_0 t) [Ci(2\pi f_0(t-t_1)) - Ci(2\pi f_0(t-t_2))] \end{aligned} \quad (3.3.28)$$

Dieser Fehler wird umso kleiner, je größer die Fensterlänge T gewählt

wird, d.h. je mehr Perioden des Meßsignals betrachtet werden, da dann die beiden si-Funktionen in Gl. (3.3.22) sich einem schmalen Impuls nähern, und die Überlappung abnimmt. Bild 3.5 gibt den prinzipiellen Verlauf der Einhüllenden von $a/\pi \sin(2\pi f_0 t)$ und $a/\pi \cos(2\pi f_0 t)$ wieder.

Für die Anwendung innerhalb des Signalanalyse-Systems ist allerdings nicht der Fehler gemäß Gl. (3.3.28) maßgebend, sondern der im Amplitudenverhältnis $\tilde{A}$ und der Phasendifferenz $\tilde{\phi}$ auftretende. Die

$$Si[2\pi f_0(t - t_1)] - Si[2\pi f_0(t - t_2)]$$



$$Ci[2\pi f_0(t - t_1)] - Ci[2\pi f_0(t - t_2)]$$

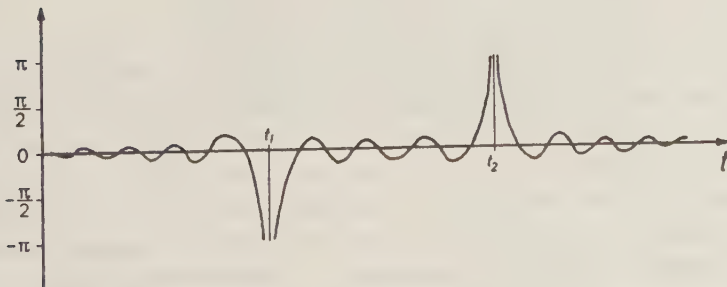


Bild 3.5 Prinzipieller Verlauf der Einhüllenden aus Gl. (3.3.27)

Berechnung von $\hat{A}$ und $\hat{\varphi}$ in Gl. (3.3.16) erfolgt analog zu der von A und φ im Anhang, Abschnitt 7.1, wobei die Referenzsignale beider Messungen (s. S. 36) und die daraus gewonnenen Hilbert-Transformationen (s. S. 35) die Exponentialfunktion in Gl. (7.1.1) ersetzen. Dadurch geht in Gl. (7.1.3) kein exakter sondern ein entsprechend Gl. (3.3.27) "gestörter" Sinus ein, welcher weitere Ungenauigkeiten, zusätzlich zu den durch die Zeitbegrenzung bedingten, hervorruft.

Die erzielbare Amplituden- und Phasengenauigkeit konnte durch Simulation am Rechner quantifiziert werden. Dazu wurden zunächst Test- und Referenzsignale mit vorgegebener Amplitude und Phase numerisch erzeugt und aus dem Referenzsignal über die Hilbert-Transformierte wie oben die zugehörige Ersatzfunktion berechnet. Mit deren Hilfe konnten dann Amplituden- und Phasenverhältnis nach dem im Anhang, Abschnitt 7.1, vorgestellten Verfahren ermittelt werden. Durch Vergleich der so berechneten mit den vorgegebenen Werten ergaben sich die Abweichungen für verschiedene Verhältnisse von Signal-zu-Abtastfrequenz. Dieses Verhältnis gibt in Verbindung mit der Anzahl N der Abtastwerte an, wieviele Perioden des Signals abgetastet werden, nämlich

$$p = N \frac{f_s}{f_{AD}} \quad (3.3.29)$$

In Bild 3.6 sind für einige Frequenzverhältnisse die über die Hilbert-Transformation berechnete gestörte Zeitfunktion und die Differenz gegenüber der Sinusfunktion wiedergegeben. Da bei einer ganzen Zahl von abgetasteten Perioden im Zeitfenster kein Fehler auftritt, wurde das Frequenzverhältnis f_s/f_{AD} jeweils so gewählt, das der Fehler maximal wird. Wie bereits Bild 3.5 vermuten ließ, sind die Abweichungen jeweils auf die Randbereiche beschränkt und nach etwa drei Perioden abgeklungen. Die berechneten Standardabweichungen von Amplitudenverhältnis und Phasendifferenz sind in Bild 3.7 in Abhängigkeit von der Zahl der abgetasteten Signalperioden dargestellt. Sie nehmen erwartungsgemäß mit steigender Zahl abgetasteter Perioden

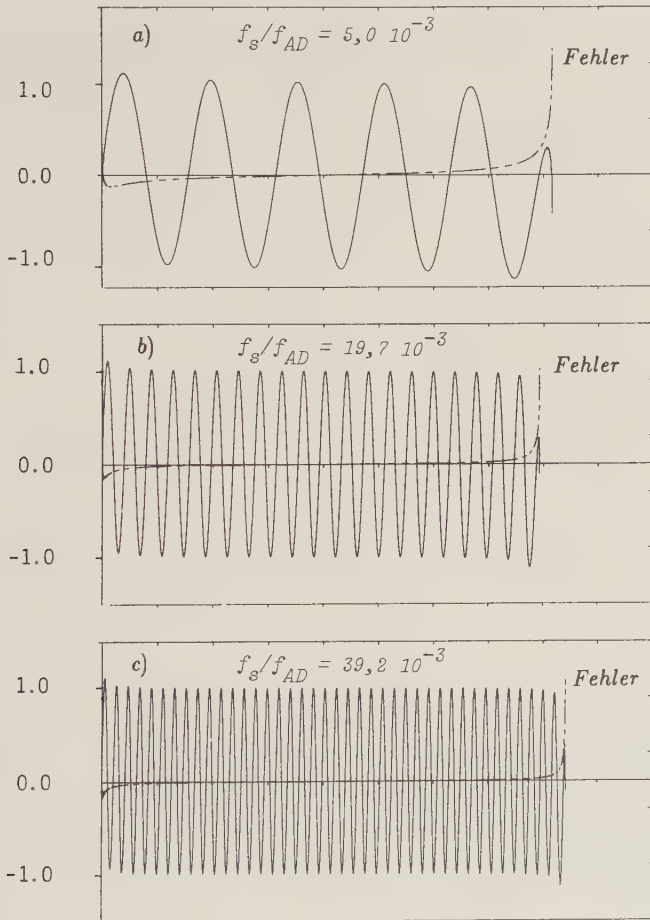


Bild 3.6 Über die Hilbert-Transformation berechnetes Zeitsignal (—) und der Fehler (---) im Vergleich zur Sinusfunktion. Die Berechnung wurde mit etwa 5 Perioden (a), 20 Perioden (b) und 40 Perioden innerhalb des Zeitfensters ausgeführt (N=1024).

deutlich ab. Dieser Fehler läßt sich durch den Einsatz anderer, nicht rechteckiger Fenster [27], [28] bei der Berechnung der Hilbert-

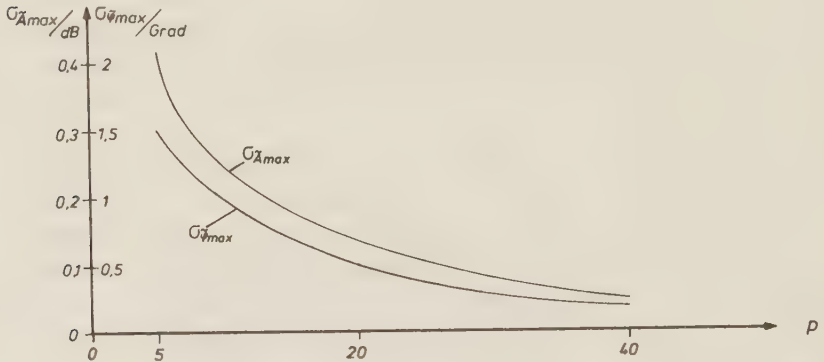


Bild 3.7 Maximale Standardabweichungen der berechneten Amplituden- und Phasenwerte $\hat{A}$ und $\hat{\varphi}$ aufgrund der Zeitbegrenzung über der Anzahl der abgetasteten Signalperioden

Transformierten noch stark reduzieren. Da aber in der praktischen Anwendung das Frequenzverhältnis f_B/f_{AD} durch Einstellen von Mischoszillatorfrequenz und/oder Abtastfrequenz so gewählt werden kann, daß mindestens zehn bis zwanzig Perioden abgetastet werden, ist dieser zusätzliche Aufwand nicht in jedem Fall nötig.

3.4 Systemkonfiguration und Meßergebnisse

Ein funktionsfähiger Aufbau des vorab beschriebenen digitalen Netzwerkanalysators nach Bild 3.1 wurde mittels vorhandener universeller, zum Teil modifizierter Komponenten realisiert und die

damit erreichbare Genauigkeit ermittelt. Als Oberwellenmischer wurde ein Harmonic Converter HP 8411A verwendet und so umgebaut, daß der Betrieb auch mit externem Mischoszillator möglich ist. Da dieser Oberwellenmischer seinem ursprünglichen Anwendungszweck entsprechend mit einer konstanten Zwischenfrequenz von 20,278 MHz arbeitet, sind die internen Bandpässe sehr schmalbandig um diese Zwischenfrequenz herum ausgelegt. Für die Anwendung in der digitalen Netzwerkanalyse müssen aber, wie in den vorhergehenden Kapiteln gezeigt wurde, Frequenzbereiche ohne wesentliche Dämpfung verarbeitet werden. Daher wurden die ursprünglichen Bandpässe durch breitbandigere ersetzt. Da die komplette Elektronik des Oberwellenmischers auf den Frequenzbereich um die genannte Zwischenfrequenz dimensioniert ist, wurden die neuen Bandpässe für eine Mittenfrequenz von 20 MHz und eine Bandbreite von ± 5 MHz ausgelegt. Die resultierenden Zwischenfrequenzsignale werden nach Durchlaufen der Bandpässe den Analog/Digital-Wandlern zugeführt. Somit entfallen eine zweite Mischung auf 278 kHz und die damit verbundene schmalbandige Verstärkung um bis zu 70 dB. Um diesen Verlust an Verstärkung zumindestens teilweise auszugleichen, wurden zwischen Bandpässe und A/D-Wandler vorhandene Breitbandverstärker (0,5 bis 100 MHz) mit 30 dB Verstärkung vorgesehen. Während das durch die größere Bandbreite auftretende zusätzliche Rauschen durch die nachfolgende digitale Verarbeitung unterdrückt wird, führt die niedrigere Verstärkung dazu, daß der Quantisierungsbereich der A/D-Wandler nicht mehr optimal ausgenutzt werden kann und Quantisierungsrauschen (s. Abschnitt 3.3.1) erzeugt wird. Zur A/D-Wandlung wurde ein zweikanaliger Digitizer 7D20 von Tektronix benutzt, der in Abtastfrequenz und Verstärkung rechnergesteuert variierbar ist und daher das jeweilige Signal optimal verarbeiten kann, solange die Signalamplitude nicht zu klein wird. Die beiden vom Rechner gesteuerten Signalgeneratoren sind ein Hochfrequenz-Synthesizer HP 8672 mit Frequenzen zwischen 2 und 18 GHz bei einer Einstellgenauigkeit von 1 kHz und ein als Mischoszillator verwendeter Synthesegenerator SMS2 von Rhode & Schwarz mit einem Frequenzbereich von 0,1 bis 1040 MHz und einer Frequenzauflösung von 100

Hz. Mit diesem für die digitale Netzwerkanalyse überdimensionierten Mischoszillator läßt sich durch die Programmierung größerer Schrittweiten und gezielter Fehleinstellungen der Frequenz auch ein einfacherer und ungenauerer Mischoszillator simulieren, um so die Einflüsse der genannten Fehlerquellen auf das Endergebnis im Experiment zu untersuchen. Benutzt wurde nur der Frequenzbereich von 50 - 150 MHz, für den die Elektronik des Oberwellenmischers dimensioniert ist. Zum anderen ist dieser Bereich bei weitem ausreichend, um alle Signalfrequenzen von 2 bis 18 GHz in den Zwischenfrequenzbereich um 20 MHz konvertieren zu können.

Zur Untersuchung der in der Praxis erzielbaren Genauigkeiten wurden verschiedene Meßreihen an bekannten Objekten, wie an definierten Dämpfungsgliedern und Leitungslängen, ausgeführt. Aufgrund der zu niedrigen Zwischenfrequenz-Verstärkung und der Erhöhung des Systemrauschens des Oberwellenmischers liegen bis zu Testsignalpegeln von - 50 dBm die maximal auftretenden Unsicherheiten bei 0,5 dB und 3 Grad. In einem speziell für diesen Einsatz entwickelten Oberwellenmischer würden sich aber diese Fehler weitgehend vermeiden lassen.

In einer weiteren Untersuchung wurde der Einfluß ungenauer Einstellung der Mischoszillatorfrequenz simuliert. Dabei stellte sich heraus, daß dieser Einfluß auf das Meßergebnis bis zu Abweichungen von 10 kHz gegenüber den anderen Fehlerquellen vernachlässigbar ist, so daß an den Mischoszillator keine großen Anforderungen gestellt werden müssen.

4. Digitale Spektralanalyse

4.1. Problemstellung

Die erreichbare Frequenzauflösung bei den konventionellen Spektralanalysatoren wird vom Durchlaßbereich des Zwischenfrequenz-Bandpasses der letzten Mischerstufe bestimmt. Hier wird das Spektrum des kontinuierlichen Signals aus diskreten, zu bestimmten Zeitpunkten abgetasteten Momentanwerten berechnet. Daher wird die Zahl der zu berücksichtigenden Abtastwerte durch den Speicherumfang und die Rechenkapazität des Meßsystems begrenzt. Aus dem unendlich langen kontinuierlichen Zeitsignal entsteht eine zeitbegrenzte abgetastete Signalwertefolge. Bei einer Auswertung des Spektrums mit Hilfe der Fourier-Transformation führt diese implizite Zeitfensterung im Frequenzbereich zu einer Faltung des gesuchten Spektrums mit dem Spektrum des Zeitfensters. Dieser Effekt wird im folgenden beispielhaft für ein monofrequentes Zeitsignal

$$\begin{aligned}x(t) &= a \cos\left(2\pi \frac{t}{T} Z + \phi\right); \quad Z = L + \varepsilon \\L &= 0, 1, 2, \dots; \quad 0 \leq \varepsilon < 1 \\T &= \text{Länge des Zeitfensters}\end{aligned}\tag{4.1.1}$$

mit dem Spektrum

$$X(f) = \frac{a}{2} \left[e^{j\phi} \delta\left(\frac{Z}{T} - f\right) + e^{-j\phi} \delta\left(\frac{Z}{T} + f\right) \right]\tag{4.1.2}$$

betrachtet. Das Signal nach Gl. (4.1.1) wird in N äquidistanten Abständen Δt abgetastet, wodurch sich die Wertefolge

$$x(k) = a \cos\left(2\pi \frac{Z}{T} k \Delta t + \phi\right); \quad k = 0, 1, \dots, N-1\tag{4.1.3}$$

mit der Zeitdauer $T=N \Delta t$ ergibt. Dabei sei $1/2\Delta t \geq Zf_0$, so daß keine Überlappungsfehler (Aliasing) im Spektrum auftreten. Die diskrete Fourier-Transformation

$$\begin{aligned} X(i) &= \sum_{k=0}^{N-1} x(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} ik} ; \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \\ x(k) &= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) e^{j \frac{2\pi}{N} ik} ; \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (4.1.4)$$

liefert für das Signal in Gl. (4.1.3) das Spektrum

$$\begin{aligned} X(i) &= \frac{a}{2} \left[e^{j\phi} e^{j \frac{2\pi}{N} \frac{N-1}{2} (Z-i)} \frac{\sin \pi(Z-i)}{\sin \frac{\pi}{N} (Z-i)} \right. \\ &\quad \left. + e^{-j\phi} e^{-j \frac{2\pi}{N} \frac{N-1}{2} (Z+i)} \frac{\sin \pi(Z+i)}{\sin \frac{\pi}{N} (Z+i)} \right] \end{aligned} \quad (4.1.5)$$

Dieses (Bild 4.1) stellt also nicht das diskretisierte Spektrum des Originalsignals dar, es zeigt Frequenzanteile, die im Zeitsignal nicht enthalten sind. Durch diesen "Leakage"-Effekt kann zusätzlich auch

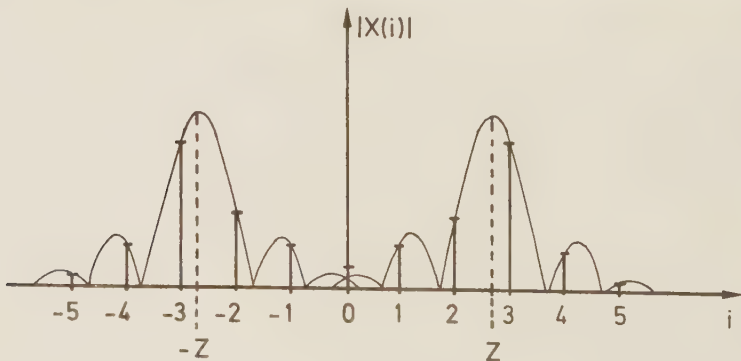


Bild 4.1 Diskrete Spektren nach Gl.(4.1.5) für ein $\varepsilon \neq 0$ [—] und $\varepsilon = 0$ [---]

Aliasing auftreten, da Frequenzkomponenten bei höheren Werten als $1/2\Delta t$ möglich sind. Bei ganzzahligen $Z=L$ geht Gl. (4.1.5) über in

$$X(i) = \frac{Na}{2} \left[e^{j\phi} \delta(L-i) + e^{-j\phi} \delta(L+i) \right] , \quad (4.1.6)$$

was der diskretisierten Form von Gl. (4.1.2) entspricht.

Durch Verwendung anderer Fensterfunktionen [27], [29] läßt sich der Einfluß der Zeitbegrenzung auf das Spektrum verändern. So sind höhere Nebenzipfeldämpfungen der Einhüllenden wie in Bild 4.1 als mit dem Rechteckfenster erzielbar, allerdings hat jedes andere Fenster eine breitere Hauptkeule. Dieser Einfluß der Zeitfensterung bestimmt bei der Spektrumanalyse mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation die erreichbare Frequenzauflösung.

Man könnte daher, wie in der Spektralschätzung [30] üblich, versuchen, ein Modell für das zu untersuchende Signal zu erstellen. Dann läßt sich das Spektrum durch die Modellparameter beschreiben und ist somit frei von Fehlern durch die Zeitbegrenzung. Probleme ergeben sich allerdings bei der Modellfindung sowie bei der Berechnung der Modellparameter. Da die bislang bekannten Berechnungsverfahren [31]–[34] mit gemessenen Werten des begrenzten Signals arbeiten, geht auf diese Weise auch die Zeitbegrenzung wiederum als Fehler ein, der mit Hilfe von Schätzverfahren minimiert werden muß.

Das betrachtete Meßsystem (Bild 2.7) bietet durch seine variable Steuerung des Mischoszillators die Möglichkeit, Mischoszillatorfrequenz und Abtastfrequenz des A/D-Wandlers so zu synchronisieren, daß jeweils nur ganzzahlige Perioden abgetastet werden, was einem ganzzahligen Z in Gl. (4.1.5) entspricht. Dadurch werden die Leakage-Effekte verhindert, bei nicht vollständig erreichter Frequenzsynchronisation minimal gehalten.

4.2 Verarbeitung breitbandiger Mikrowellensignale

Bei der Spektrumanalyse breitbandiger periodischer Mikrowellensignale ergibt sich nach der Oberwellenmischung eine Vielzahl von Frequenzen im Zwischenfrequenzbereich. Wenn im folgenden zur Vereinfachung weiterhin von einer Zwischenfrequenz gesprochen wird, dann ist darunter die niedrigste Frequenz des transformierten Spektrums zu verstehen. Bild 4.2

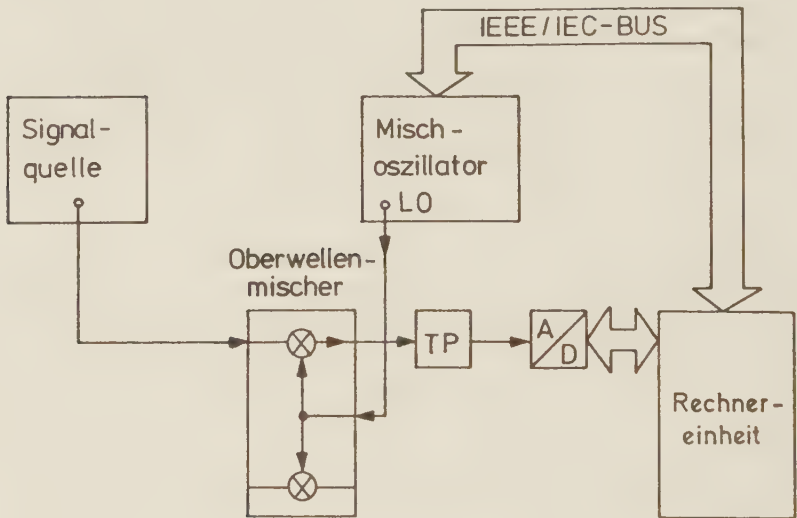


Bild 4.2 Blockschaltbild des Systems für die digitale Spektrumanalyse

zeigt das Blockschaltbild des Mikrowellen-Signalanalyse-Systems für die digitale Spektrumanalyse, das sich als einkanalige Modifikation des in Bild 2.7 wiedergegebenen Systems ergibt.

4.2.1 Wahl der Mischoszillatorfrequenz

Eine wichtige Rolle für die Einstellung der Mischoszillatorfrequenz f_{LO} spielt neben der Wiederholffrequenz f_s des Mikrowellensignals dessen Bandbreite B . Die Zahl M der das periodische Signal beschreibenden Linien ist

$$M = \frac{B}{f_s} \quad (4.2.1)$$

Jede dieser M Linien muß linear in den Zwischenfrequenzbereich transformiert werden, so daß entsprechend Gl. (2.12)

$$-\frac{f_{LO}}{2} < M f_{ZF} < \frac{f_{LO}}{2}; \quad f_{ZF} = f_s - c f_{LO} \quad (4.2.2)$$

erfüllt wird, wobei f_{ZF} den Abstand der Linien im Zwischenfrequenzbereich angibt. Mit Gl. (4.2.1) ergibt sich

$$\frac{B}{Mc + \frac{1}{2}} < f_{LO} < \frac{B}{Mc - \frac{1}{2}} \quad (4.2.3)$$

Der Bereich für die Mischoszillatorfrequenz ist also abhängig von der Bandbreite, der Zahl der Linien und der Konstanten c ¹⁾. Hätte z.B. ein Signal mit einer Bandbreite $B = 5$ GHz eine Wiederholffrequenz $f_s = 20$ kHz, so wäre seine Linienzahl $M = 250000$. Für $c = 1$ würde Gl. (4.2.3) $19,99996$ kHz $< f_{LO} < 20,00004$ kHz verlangen, d.h. die Mischoszillatorfrequenz mußte auf 40 mHz genau eingestellt werden. Um die Anforderung an den Mischoszillator auf ein erfüllbares Maß herunterzuschrauben, muß die Wiederholffrequenz des HF-Signals erhöht werden: So läßt sich ein 5 GHz breites Signal mit $f_s = 20$ MHz durch 250

¹⁾ c ist eine ganze Zahl, die umso kleiner gewählt werden muß, je größer die Bandbreite des Signals ist (s. Abschnitt 2.2)

Linien beschreiben, woraus sich für die Mischoszillatorfrequenz $19,96008 \text{ MHz} < f_{LO} < 20,04008 \text{ MHz}$, also eine erforderliche Einstellgenauigkeit von 40 kHz, ergibt. Für zu analysierende Breitbandsignale muß also die Wiederholfrequenz im MHz-Bereich liegen.

Durch Erfüllung von Gl. (4.2.3) treten im periodisierten Spektrum des heruntergemischten Signals auch keine Überlappungen auf. Daher läßt sich gemäß Gl. (4.2.2) mit einem Tiefpaß der Grenzfrequenz $f_{LO}/2$ aus dem periodisierten Spektrum eine eindeutige Periode wiedergewinnen. Dies läßt sich auch mit Bandpässen gleicher Bandbreite um die Mittenfrequenzen f_{LO} , $2f_{LO}$, $3f_{LO}$, ... erzielen, wobei dann allerdings das resultierende Zeitsignal mit der Mittenfrequenz moduliert ist, weshalb als Filter der Tiefpaß gewählt wurde (s. Bild 4.2). Zur Weiterverarbeitung wird das Zwischenfrequenzsignal mit einer Abtastfrequenz von mindestens $f_{AD}=2mf_{ZF}$ digitalisiert. Nur für den Fall, daß das Abtastfenster ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer des Zwischenfrequenzsignals beträgt, ergibt sein Spektrum ein getreues Abbild des Spektrums des Mikrowellensignals. Ansonsten treten die in Abschnitt 4.1 beschriebenen Fenstereffekte auf. In dem hier vorgestellten Meßsystem sind die Mischoszillatorfrequenz und damit auch die Wiederholfrequenz f_{ZF} des transformierten Signals in den Grenzen von Gl. (4.2.3) stufenlos variierbar, was die Synchronisation von f_{ZF} und f_{AD} ermöglicht.

4.2.2 Vermeidung der bei der schnellen Fourier-Transformation entstehenden Fenstereinflüsse

Periodische Zeitsignale lassen sich als Überlagerung von Harmonischen darstellen, weisen also ein Linienspektrum auf. Um dieses exakt über eine diskrete Fourier-Transformation bestimmen zu können, müssen die Frequenzen des Signals mit den Stützstellen der diskreten

Fourier-Transformation im Frequenzbereich übereinstimmen. Da alle Linien des Zwischenfrequenzsignals voneinander den Abstand f_{ZF} haben, läßt sich dies dadurch erzielen, daß die Länge T des Zeitfensters ein ganzzahliges Vielfaches von f_{ZF} wird, also

$$T = p \frac{1}{f_{ZF}} \quad \text{oder} \quad f_{ZF} = p \frac{1}{T}; \quad p = 1, 2, \dots \quad (4.2.4)$$

Dabei ist die durch die Zahl der Abtastwerte und das Abtastintervall Δt festgelegte Länge T , wenn überhaupt, nur in Stufen veränderlich, wohingegen f_{LO} und damit f_{ZF} innerhalb der Grenzen von Gl. (4.2.3) entsprechend der Mischoszillatorschrittweite einstellbar sind. Die genaue Bestimmung der jeweils erforderlichen Mischoszillatorfrequenz muß im automatisierten Betrieb über einen Suchalgorithmus geschehen. Als Kriterien für diesen lassen sich Eigenschaften der diskreten Fourier-Transformation heranziehen.

Bei Erfüllung von Gl. (4.2.4) liefert die diskrete Fourier-Transformation die exakte Amplitude der zur jeweiligen Stützstelle gehörigen Frequenzkomponente des Signals. Ansonsten setzt sich der an jeder Stützstelle berechnete Wert aus Anteilen vieler Frequenzkomponenten zusammen. Eine Unterscheidung beider Fälle ist für $p=1$ nicht möglich. Wird aber das Zeitfenster so eingestellt, daß zwei oder mehr Perioden abgetastet werden, so wird bei gleichbleibender Zahl der Abtastwerte die Länge T um den Faktor p größer, das Frequenzintervall Δf um $1/p$ kleiner. Da die im Signal vorhandenen Frequenzkomponenten unabhängig von der Art der Abtastung sind, erscheinen sie im Spektrum wieder bei denselben Frequenzwerten wie im Fall der Abtastung nur einer Periode. Allerdings liegen diese nicht mehr an jeder durch Δf definierten Stützstelle, sondern nur noch an jeder p -ten, wobei der gegenseitige Abstand jetzt $\Delta f/p$ ist (Bild 4.3). Die jeweils dazwischen liegenden Stützstellen weisen bei Erfüllung von Gl. (4.2.4) die Amplitudenwerte Null auf. Dieser Befund läßt sich im Rechner überprüfen und ggf. durch Variation der Mischoszillatorfrequenz

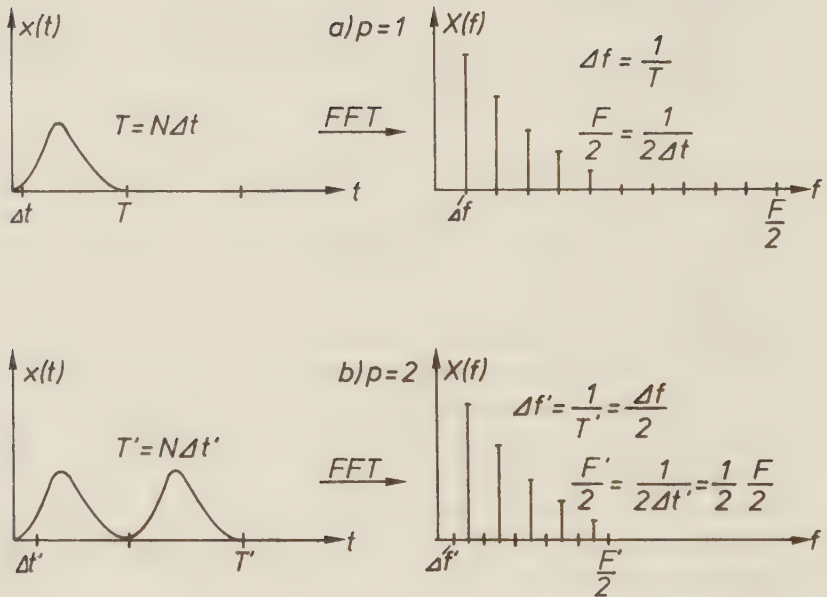


Bild 4.3 Zusammenhang zwischen Zeitsignal und Spektrum bei

a) Abtastung einer Periode des Zeitsignals

b) Abtastung zweier Perioden des Zeitsignals

realisieren. Allerdings kann nicht auf Null, sondern nur auf eine dem Systemrauschen entsprechende kleine Amplitude abgefragt werden. Mit der Erhöhung der Frequenzauflösung verringert sich jedoch die obere Grenze $F/2$ der analysierbaren Frequenzkomponenten auf $F/2p$. Für die höchste im Signal vorkommende Frequenz muß zur Vermeidung von Überlappungsfehlern bei der diskreten Fourier-Transformation

$$Mf_{ZF} \leq \frac{N}{2} \Delta f \quad (4.2.5)$$

sein. Damit ergibt sich mit $f_{ZF} = p \Delta f$

$$M \leq \frac{N}{2p} \quad (4.2.6)$$

als Beziehung zwischen der Zahl p der abgetasteten Perioden, der Zahl N der Abtastwerte und der höchsten verarbeitbaren Harmonischen Maß.

Die Bestimmung der passenden Zwischenfrequenz nach dem vorgenannten Kriterium kann recht langwierig sein. Nach Einstellung des Mischoszillators muß ein komplettes Zeitsignal mit 1024 Werten abgetastet und dessen Spektrum berechnet werden. Anhand der Amplitudenwerte der dem Signalmaximum nächstgelegenen Stützstellen wird entschieden, ob und in welche Richtung die Mischoszillatorfrequenz variiert werden muß. Je nach den Anfangswerten für die Suche kann dieser Vorgang mehrmals ablaufen, bevor die gewünschte Übereinstimmung der Zwischenfrequenz mit einem Vielfachen der reziproken Zeitfensterlänge erzielt wird. Um bereits im ersten Schritt einen möglichst genauen Wert für die Zwischenfrequenz zu erreichen, kann folgendes Verfahren [35], [36] angewendet werden: Bei mehr als zwanzig Perioden des Zeitsignals im Zeitfenster, gibt Gl. (4.1.5) im Bereich um die Maxima der beiden $\{\sin(x)/\sin(x/N)\}$ -Funktionen näherungsweise das Spektrum des periodischen Signals wieder. Die beiden amplitudenmäßig größten Spektrallinien ergeben sich an den Stellen L und $L+1$, da die Signalfrequenz Z_{fo} mit $Z=L+\varepsilon$ und $0 \leq \varepsilon < 1$ zwischen diesen Stellen liegt. Auf die Berechnung des Spektrums an beiden Stellen hat der zweite, von der Spiegelfrequenz herrührende Summand in Gl. (4.1.5) kaum einen Einfluß, seine Vernachlässigung führt bei $Z \geq 20$, $N = 1024$ zu einem Fehler von weniger als 1 0/00. Des weiteren kann im Nenner des ersten Summanden in Gl. (4.1.5) für $N \geq 1024$ der Sinus durch das Argument ersetzt werden. Damit ergeben sich die Beträge der beiden größten Linien zu

$$|X(L)| = \frac{a}{2} \frac{|\sin(\pi \varepsilon)|}{\frac{\pi \varepsilon}{N}}, \quad (4.2.7)$$

$$|X(L+1)| = \frac{a}{2} \frac{|\sin(\pi(\varepsilon-1))|}{\left| \frac{\pi(\varepsilon-1)}{N} \right|}. \quad (4.2.8)$$

Aus dem Verhältnis beider Gleichungen ergibt sich ε zu

$$\varepsilon = \frac{|X(L+1)|}{|X(L)| + |X(L+1)|}. \quad (4.2.9)$$

Mit der Kenntnis von ε und damit der Zwischenfrequenz ist es nun möglich, den Mischoszillator so einzustellen, daß das Signal in das gegebene Zeitfenster paßt, wobei zweckmäßigerweise weniger als zwanzig Perioden, z.B. nur zwei bis vier, benutzt werden, um so nach Gl. (4.2.6) die größtmögliche Zahl Harmonischer mit dem vorgestellten Verfahren analysieren zu können.

4.2.3 Amplituden- und Frequenzgenauigkeit

Abgesehen davon, daß die endliche Einstellgenauigkeit des Mischoszillators stets eine gewisse Ungenauigkeit der Zwischenfrequenz zur Folge hat, begrenzt das in jedem System auftretende Rauschen den kleinsten meßbaren Pegel. Sobald hier die Amplitudenwerte der dem Maximum benachbarten Stützstellen niedriger werden als das Systemrauschen, ist eine weitere Variation der Mischoszillator- und damit der Zwischenfrequenz sinnlos. Mit zunehmendem Rauschen wird daher die Bestimmung der Zwischenfrequenz ungenauer. Dieser Einfluß läßt sich jedoch in Grenzen reduzieren. Im einfachsten Fall wird dazu das zu untersuchende Zwischenfrequenzsignal mehrfach abgetastet und das jeweilige Spektrum durch Fourier-Transformation berechnet. Durch

Mittelwertbildung über diese Periodogramme wird das Rauschen teilweise eliminiert, während sich die deterministischen Signalanteile addieren.

Sowohl die endliche Einstellgenauigkeit des Mischoszillators, als auch das Systemrauschen haben einen Restfehler $\varepsilon > 0$ zur Folge, der zu Amplitudenfehlern im berechneten Spektrum führt. Bei monofrequentem Signal lassen sich die Frequenzungenauigkeit ε nach Gl. (4.2.9) und der Amplitudenfehler

$$\Delta a = |X(\varepsilon = 0, i = L)| - |X(\varepsilon, i = L)| \quad (4.2.10)$$

über Gln. (4.2.7) und (4.2.8) angeben. Wenn im Signal mehrere Harmonische enthalten sind und nur wenige Perioden abgetastet werden, sind die in Abschnitt 4.2.2 gemachten Vereinfachungen nicht zulässig, und die Beträge der Fourier-Transformierten berechnen sich aus der Überlagerung aller Frequenzkomponenten gemäß Gl. (4.1.5) zu

$$|X(\varepsilon, i)| = \left| \frac{1}{2} \sum_{m=1}^M a_m \left[e^{j\Phi_m} e^{j \frac{2\pi}{N} \frac{N-1}{2} (Z_m - i)} \frac{\sin \frac{\pi}{N} (Z_m - i)}{\sin \frac{\pi}{N} (Z_m - i)} + e^{-j\Phi_m} e^{-j \frac{2\pi}{N} \frac{N-1}{2} (Z_m + i)} \frac{\sin \frac{\pi}{N} (Z_m + i)}{\sin \frac{\pi}{N} (Z_m + i)} \right] \right| \quad (4.2.11)$$

mit

$$Z_m = mZ = m(L + \varepsilon) \quad .$$

Aus $X(\varepsilon, i=L)$ und $X(\varepsilon, i=L+1)$ gewinnt man ε und Δa wie oben.

4.2.4 Aufbau des Systems

Bei dem Mikrowellen-Meßsystem zur digitalen Spektrumanalyse nach Bild 4.2 wurde wegen der bereits im Kapitel 3 erwähnten Auslegung der

internen Komponenten des kommerziellen Oberwellenmischers für Frequenzen bis etwa 20 MHz die Grenzfrequenz des nachgeschalteten Tiefpasses auch auf 20 MHz festgelegt. Dieser Wert begrenzt die maximale Bandbreite des transformierten Zwischenfrequenzsignals und, zusammen mit dessen Grundfrequenz, die Zahl der analysierbaren Harmonischen. Durch diese Grenzfrequenz des Tiefpasses wird auch der niedrigste Wert der Mischoszillatorfrequenz festgelegt. Wegen der Periodisierung des Signalspektrums durch die Oberwellenmischung muß die Mischoszillatorfrequenz mindestens doppelt so groß sein wie die höchste im Zwischenfrequenzsignal enthaltene Frequenz (Gl. (4.2.2)), hier also 40 MHz, um für das Signal eindeutig das frequenzmäßig transformierte Spektrum bestimmen zu können. Durch den Leistungsverstärker und den Impulsgenerator im Oberwellenmischer ist der Bereich der Mischoszillatorfrequenz auf 30 MHz bis 150 MHz beschränkt. Da diese Breite für die Frequenzkonvertierung hochfrequenter Eingangssignale nicht erforderlich ist, wurde der nutzbare Mischoszillatorbereich auf 40 MHz bis 120 MHz reduziert. Mit dieser Anordnung sind periodische Eingangssignale mit Wiederholfrequenzen von mehr als 40 MHz analysierbar.

Zur Untersuchung des Übertragungsverhaltens des verwendeten Oberwellenmischers wurde ein monofrequentes Signal konstanter Amplitude ($f_s = 100$ MHz, $U_s = \text{const.}$) mit einem variablen Mischoszillatorsignal an verschiedene Stellen des Zwischenfrequenzbereichs zwischen 0 und 20 MHz transformiert. Dazu wurde das Mischoszillatorsignal bei konstanter Amplitude im Bereich von 80 bis 100 MHz sowie im Bereich von 100 bis 120 MHz variiert. Das jeweils gemessene Amplitudenverhältnis von Zwischenfrequenz- und Eingangssignal ist in Bild 4.4 in Abhängigkeit von der Zwischenfrequenz aufgetragen. Das Übertragungsverhalten des für eine feste Zwischenfrequenz konzipierten Oberwellenmischers erweist sich also über einem größeren Frequenzbereich als stark frequenzabhängig, was sich aber durch Eichmessungen (s. Abschnitt 4.3) korrigieren läßt. Wegen des unterschiedlichen Verlaufs für $f_s > f_{LO}$ und $f_s < f_{LO}$ muß diese Korrektur

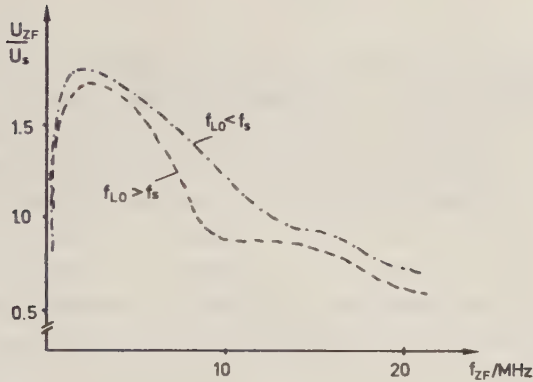


Bild 4.4 Amplitudenübertragungsverhalten des Oberwellenmischers über der Zwischenfrequenz

fallabhängig durchgeführt werden. Der starke Amplitudenabfall für $f_{ZF} < 1$ MHz als Folge der Streukapazitäten der Abtastdioden ist derart steil, daß Frequenzkomponenten unterhalb von etwa 500 kHz stark gedämpft werden und daher nicht mehr vernünftig auswertbar sind. Damit ist 500 kHz die kleinstmögliche Grundfrequenz des transformierten Signals, so daß bei einer oberen Frequenzgrenze von 20 MHz Spektren mit maximal 40 Harmonischen analysierbar sind.

4.3 Korrektur von Systemfehlern

Die einzelnen Komponenten des Meßsystems sind, selbst beim Betrieb innerhalb der festgelegten Zwischenfrequenz- und Hochfrequenzbereiche, immer mehr oder weniger frequenzabhängig, was berücksichtigt werden muß, um Fehlmessungen zu vermeiden. Dies kann bei der monofrequenten Netzwerkanalyse durch eine einfache Bezugsmessung (Kap. 3) erfolgen. Bei der Spektrumanalyse ist das nicht ohne weiteres möglich, weil bei der Messung eines Spektrums unterschiedliche Zwischenfrequenzen und

Oberwellen auftreten, die zudem wegen der Frequenzungenauigkeit von Signal- und Mischoszillator nicht genau bekannt sind. Nur wenn der Mischoszillator so gesteuert wird, wie in Abschnitt 4.2 beschrieben, dann liegen alle frequenzmäßig herabgesetzten Signalanteile bei den Frequenzen $m\Delta f$. Dies sind die Stützstellen der Fourier-Transformierten des mit dem Zeitfenster der Länge T multiplizierten Zwischenfrequenzsignals, womit alle auftretenden Zwischenfrequenzen bekannt sind. Für diese müssen geeignete Korrekturmessungen nach Betrag und Phase aufgenommen werden, um die Frequenzabhängigkeit, insbesondere des Oberwellenmischers (Bild 4.4), zu korrigieren.

Zur Untersuchung des Amplitudengangs wird bei den Frequenzen $m\Delta f$ die Amplitude des transformierten Zwischenfrequenzsignals mit der des Eingangssignals verglichen. Dazu wird zunächst ein Sinussignal konstanter Amplitude U_s und fester Frequenz $f_s = 100$ MHz (vorhandener quarzgenauer Oszillator) auf den Mischereingang gegeben. Das Mischoszillatorsignal wird bei konstanter Amplitude in der Frequenz so variiert, daß die Zwischenfrequenz alle diskreten Frequenzwerte $m\Delta f$ annimmt, und für jedes Zwischenfrequenzsignal $x_A(m\Delta f)$ wird die Fourier-Transformierte $X_A(m\Delta f)$ bestimmt. Anschließend werden Sinussignale y_A gleicher Amplitude U_s mit den diskreten Frequenzen $m\Delta f$ direkt auf den A/D-Wandler gegeben und aus $y_A(m\Delta f)$ die Fourier-Transformierte $Y_A(m\Delta f)$ berechnet. Die Amplitudenkorrekturfunktion

$$K_A(m\Delta f) = \sqrt{\frac{\operatorname{Re}^2\{Y_A(m\Delta f)\} + \operatorname{Im}^2\{Y_A(m\Delta f)\}}{\operatorname{Re}^2\{X_A(m\Delta f)\} + \operatorname{Im}^2\{X_A(m\Delta f)\}}} \quad (4.3.1)$$

kann für die gewählte Zeitfensterlänge berechnet und im Rechner abgelegt werden.

Die Korrekturfunktion nach Gl. (4.3.1) berechnet sich aus Zwischenfrequenzsignalen, die durch Mischung an der Grundwelle des

Mischoszillators entstehen. Bei der Frequenzumsetzung breitbandiger Signale wird aber auch an verschiedenen Oberwellen des Mischoszillators gemischt. Dem wurde durch ein anderes Verfahren zur Bestimmung der Amplitudenkorrekturfunktion Rechnung getragen. Dabei wird zum Erreichen der Zwischenfrequenzen

$$f_{ZF} = k\Delta f \quad , \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3.2)$$

bei konstanter Mischoszillatorfrequenz von 100 MHz die Frequenz des sinusförmigen Eingangssignals bei konstanter Amplitude schrittweise entsprechend

$$f_s = i(100\text{MHz} \pm p\Delta f) \quad , \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (4.3.3)$$

eingestellt. Daraus ergibt sich als Mischung an der i -ten Oberwelle die Zwischenfrequenz

$$f_{ZF} = i(p\Delta f) \quad . \quad (4.3.4)$$

Die erforderliche Zahl von Oberwellen, für die jeweils ein Korrekturwert berechnet werden muß, ergibt sich aus dem vorgegebenen Zwischenfrequenzbereich, der Zahl p der abgetasteten Zwischenfrequenzperioden und der Zeitfensterlänge T . Nach Bestimmung der Fourier-Transformierten $X'_A(ip\Delta f)$ des Zwischenfrequenzsignals $x'_A(ip\Delta f)$ werden Signale der Frequenzen $f_s = ip\Delta f$ bei gleichbleibender Amplitude wieder direkt auf den A/D-Wandler gegeben und die Fourier-Transformierten $Y'_A(ip\Delta f)$ bestimmt. Die Amplitudenkorrekturfunktion ergibt sich dann entsprechend Gl. (4.3.1) zu $K_A'(ip\Delta f)$. Beide Verfahren liefern nahezu identische Ergebnisse, so daß es für das Verhalten des Systems in dem betrachteten Frequenzbereich unerheblich ist, welche Harmonischen des Mischoszillators an der Mischung beteiligt sind.

Die bisherige Vorgehensweise hat sich auf die Korrektur der Amplitude

bezogen. Eine Phasenkorrektur ist zur Darstellung des Spektrums eines Signals nicht erforderlich, da nur die Beträge der Spektrallinien interessieren. Erst wenn auch das zugrunde liegende Zeitsignal originalgetreu im Zwischenfrequenz-Bereich rekonstruiert werden soll, muß auch der Phasengang des Meßsystems korrigiert werden. Um am Eingang und am Ausgang des Oberwellenmischers dieselbe Frequenz zu erhalten, wird kein Mischoszillatorsignal in diesen eingespeist. Dann wird das durch Übersprechen am Ausgang des Oberwellenmischers auftretende Signal $u_a(m\Delta f)$ gegenüber dem Eingangssignal $u_e(m\Delta f)$ amplituden- und phasenmäßig verändert. Diese Änderungen werden durch einen Vergleich der Fourier-Transformierten beider Signale

$$K(m\Delta f) = \frac{U_a(m\Delta f)}{U_e(m\Delta f)} \quad (4.3.5)$$

bestimmt, wobei die Frequenz des Eingangssignals im Frequenzbereich von 500 kHz bis 20 MHz in Δf -Schritten variiert wird. Die in Gl. (4.3.5) enthaltene Aussage über die Amplitudenänderung hat nur mit der Übersprechdämpfung und nichts mit dem Übertragungsverhalten zu tun, wohingegen die Phasenänderung identisch mit der bei Oberwellenmischung ist, da bei denselben Zwischenfrequenzen gearbeitet wird. Die nach Gl. (4.3.5) bestimmte Korrekturfunktion K wird daher nur zur Korrektur der Phase benutzt:

$$\varphi_K = \arctan \left[\frac{\operatorname{Im}\{K(m\Delta f)\}}{\operatorname{Re}\{K(m\Delta f)\}} \right] \quad (4.3.6)$$

Durch Zusammenfassung von Amplituden- und Phasenkorrekturfunktion nach Gln. (4.3.1) und (4.3.6) ergibt sich die Gesamtkorrekturfunktion

$$K_{ges}(m\Delta f) = K_A(m\Delta f) [\cos \varphi_K + j \sin \varphi_K] \quad , \quad (4.3.7)$$

deren Verlauf für eine bestimmte Zeitfensterlänge T in Bild 4.5 dargestellt wurde. Zur Korrektur des Zeitsignals werden die

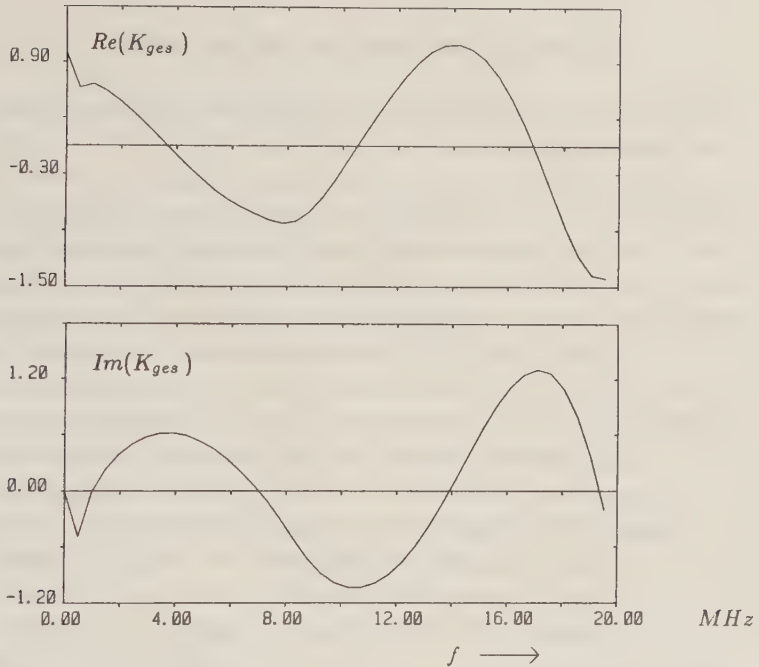


Bild 4.5 Gesamtkorrekturfunktion aus Amplituden- und Phasenkorrekturfunktion für die Frequenzen MAF (M-40, $\Delta f=500$ kHz)

Fourier-Transformierten der gemessenen Signale mit der zur jeweiligen Zeitfensterlänge gehörenden Korrekturfunktion im Rechner multipliziert.

Messungen an einem in Anstiegszeit, Dauer und Wiederholfrequenz variablen Impuls aus einem Impulsgenerator (DATAPULSE) lieferten nach Durchführung der beschriebenen Systemfehlerkorrektur Spektren, deren Linien betragsmäßig um maximal ± 1 dB von den mit einem kommerziellen Spektrumanalysator (HP 8559A) erzielten Werten abwichen, dessen Genauigkeit mit $\pm 1,5$ dB angegeben ist.

5. Meßverfahren analog zur Sampling-Technik.

5.1 Zeitverlaufsdarstellung von hochfrequenten Signalen mit Hilfe der Oberwellenmischung

Aus dem nach Kapitel 4 bestimmten komplexen Spektrum kann durch eine inverse Fourier-Transformation das zugehörige Zeitsignal bestimmt werden, das eine oder mehrere Perioden des Zeitverlaufs des transformierten hochfrequenten Signals weitgehend frei von Fehlern durch die Zeitbegrenzung darstellt. Die verarbeitbaren periodischen Signale sind wie bei der Spektrumanalyse durch die Wiederholfrequenz des Hochfrequenzsignals begrenzt, die mindestens im MHz-Bereich liegen muß, um die gemäß Abschnitt 4.2.1 an den Mischoszillator zu stellenden Anforderungen zu erfüllen. Dies ist eine gewisse Einschränkung gegenüber einem Sampling-Oszilloskop, das einzelne Abtastwerte aus verschiedenen Perioden zu einer Signalform zusammensetzt (s. Abschnitt 1.3) und das deshalb auch bei niedrigerer Wiederholfrequenz und nichtperiodischen Signalen verwendet werden kann. Dagegen ist bei der Zeitverlaufsdarstellung mit Hilfe der Oberwellenmischung eine deutlich höhere Dynamik zu erzielen. Dies läßt sich durch die Möglichkeit der Signalaufbereitung im Rechner mittels digitaler Signalverarbeitung, wie z.B. die Mittelung über Periodogramme, sowie durch den Einsatz der Korrekturfunktionen erreichen. Als Folge des angewendeten Algorithmus kann das jeweilige Signal nur bei bestimmten diskreten Frequenzen Linien aufweisen, deren Lage bei gegebener Abtastdauer bekannt ist. Daher können durch Multiplikation mit der Korrekturfunktion zwischen diesen Linien und oberhalb von 20 MHz (Tiefpaßgrenzfrequenz) möglicherweise auftretende Rauschanteile ausgeblendet werden, wodurch sich das Systemrauschen stark vermindern läßt, so daß auch Signale mit niedrigerem Pegel entdeckt und dargestellt werden können.

5.2 Meßergebnisse

Um das hier beschriebene Verfahren zur Darstellung des Zeitverlaufs von hochfrequenten Breitbandsignalen zu testen, wurde das Ausgangssignal des Impulsgenerators DATAPULSE verwendet. Für zwei verschiedene Impulsformen bei Wiederholffrequenzen von 50 und 100 MHz werden in den folgenden Bildern die mit Hilfe des Signalanalyse-Systems und die über ein Abtastoszilloskop (HP 132C mit HP 1811A) erhaltenen Signalformen gegenübergestellt, wobei auch der Einfluß der verschiedenen Korrekturverfahren verdeutlicht wird.

Bild 5.1a zeigt den zunächst mit Hilfe eines Abtastoszilloskops bestimmten Verlauf eines mit 50 MHz wiederkehrenden Impulses. Verglichen damit weist die über die Oberwellenmischung erhaltene unkorrigierte Signalform (Bild 5.1b) zwar eine gewisse Ähnlichkeit auf, aber die Amplitudenwerte sind völlig unterschiedlich. In den Bildern 5.1c/d ist die Auswirkung der Phasen- und Amplitudenkorrektur einzeln dargestellt. Die Phasenkorrektur führt zu einer besseren Übereinstimmung mit der Signalform nach Bild 5.1a bei nach wie vor falscher Amplitude, während die Amplitudenkorrektur einen umgekehrten Einfluß hat. Die Anwendung der aus beiden Einzelkorrekturen kombinierten Gesamtfehlerkorrektur (Bild 5.1e) ergibt einen nahezu identischen Verlauf mit dem von Bild 5.1a bei Amplitudenunterschieden von weniger als 15 %. Die gleichen Aussagen treffen auch für den in den Bildern 5.2a-c dargestellten Impuls mit 100 MHz Wiederholffrequenz zu.

Zur Untersuchung der Dynamik wurden periodische Impulse mit 80 MHz und mit 120 MHz Wiederholffrequenz differenziert. Diese Signale wurden stufenweise gedämpft und alternativ mittels der Oberwellenmischung und mit dem Abtastoszilloskop verarbeitet, wobei bei der Frequenztransformation durch Oberwellenmischung zur Fehlerkorrektur jeweils die Gesamtfehlerkorrektur herangezogen wurde. In den Bildern 5.3a und 5.4a ist der mit Hilfe des Abtastoszilloskops gemessene

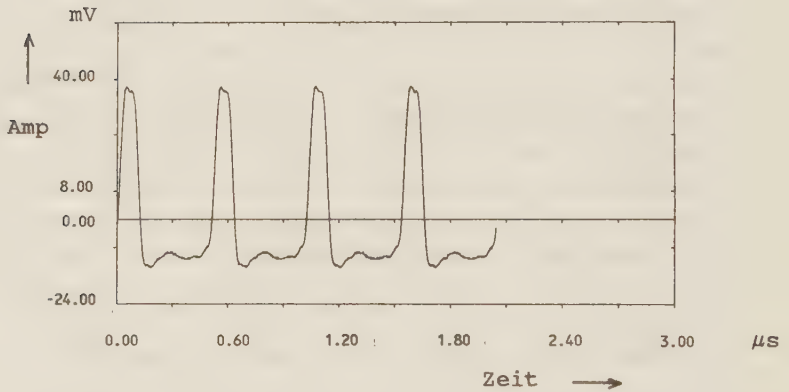
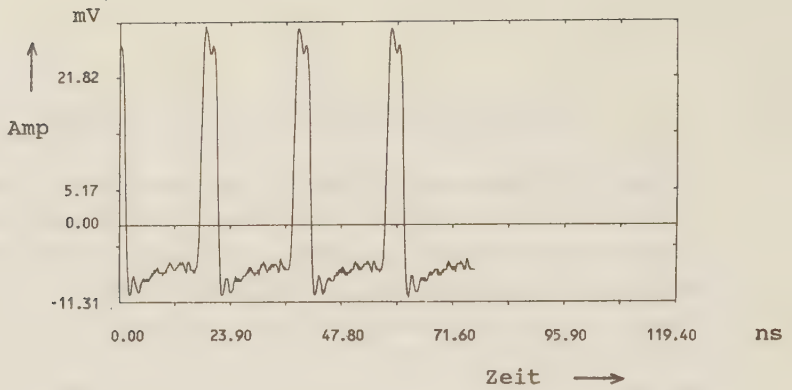


Bild 5.1 Impuls mit 50.017MHz Wiederholfrequenz

a) Abtastoszilloskop

b) Oberwellenmischung, unkorrigiert

$f_{LO}=51.97\text{MHz}$, $f_{ZF}=1.953\text{MHz}$

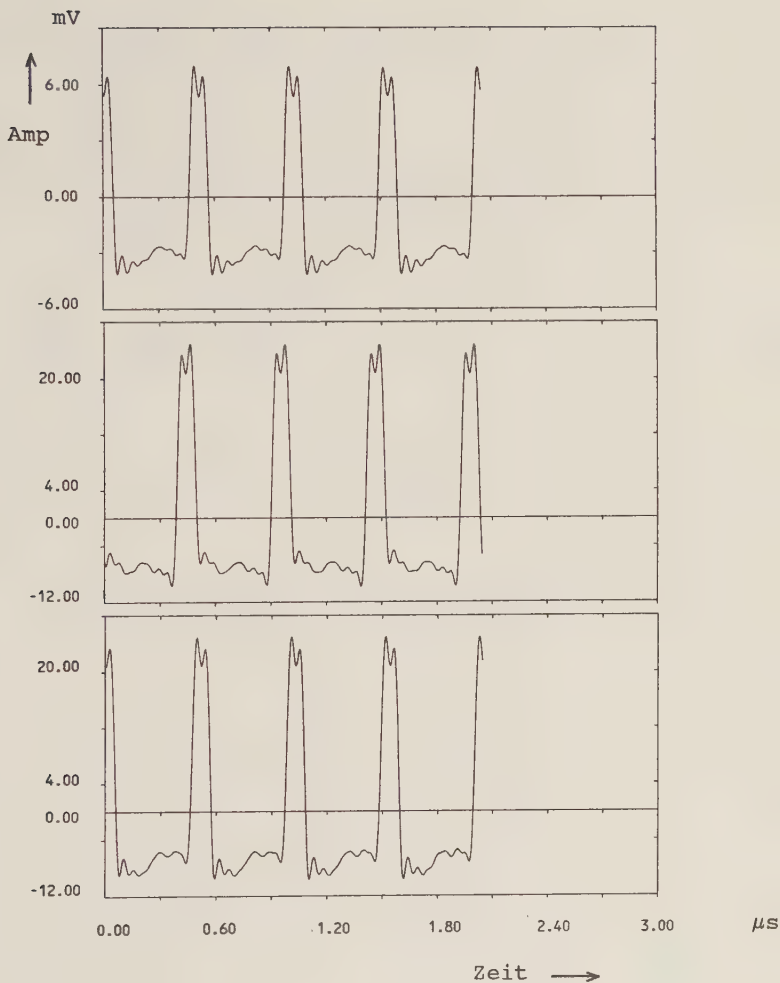


Bild 5.1 Impuls mit 50.017MHz Wiederholffrequenz

c) Oberwellenmischung, Phasenkorrektur

$$f_{L0}=51.97\text{MHz}, f_{ZF}=1.953\text{MHz}$$

d) Oberwellenmischung, Amplitudenkorrektur

$$f_{L0}=51.97\text{MHz}, f_{ZF}=1.953\text{MHz}$$

e) Oberwellenmischung, Gesamtfehlerkorrektur

$$f_{L0}=51.97\text{MHz}, f_{ZF}=1.953\text{MHz}$$

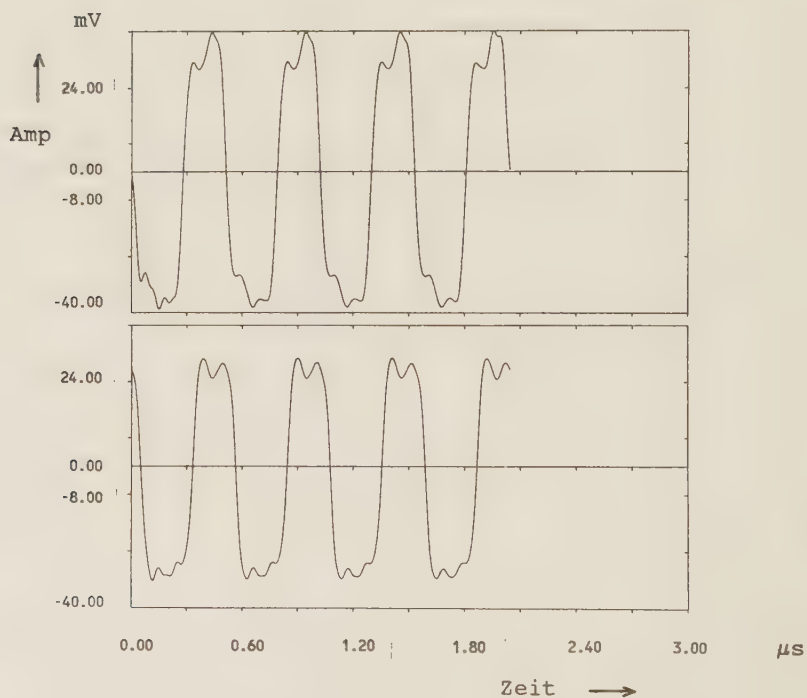
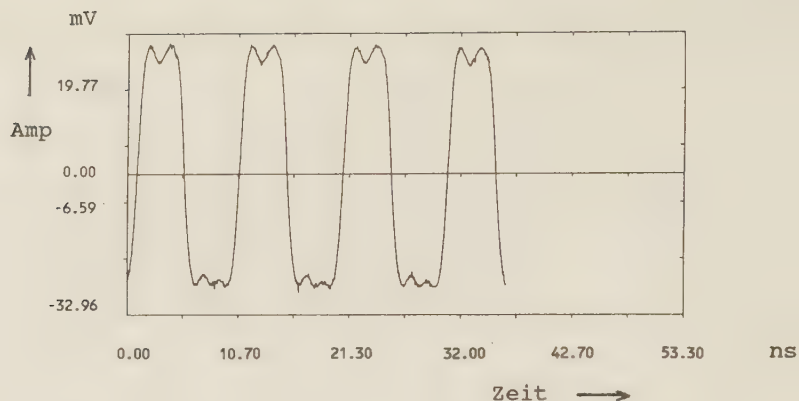


Bild 5.2 Impuls mit 100.297MHz Wiederholfrequenz

a) Abtastoszilloskop

b) Oberwellenmischung, Amplitudenkorrektur

$f_{LO}=101.82\text{MHz}$, $f_{ZF}=1.953\text{MHz}$

c) Oberwellenmischung, Gesamtfehlerkorrektur

$f_{LO}=102.25\text{MHz}$, $f_{ZF}=1.953\text{MHz}$

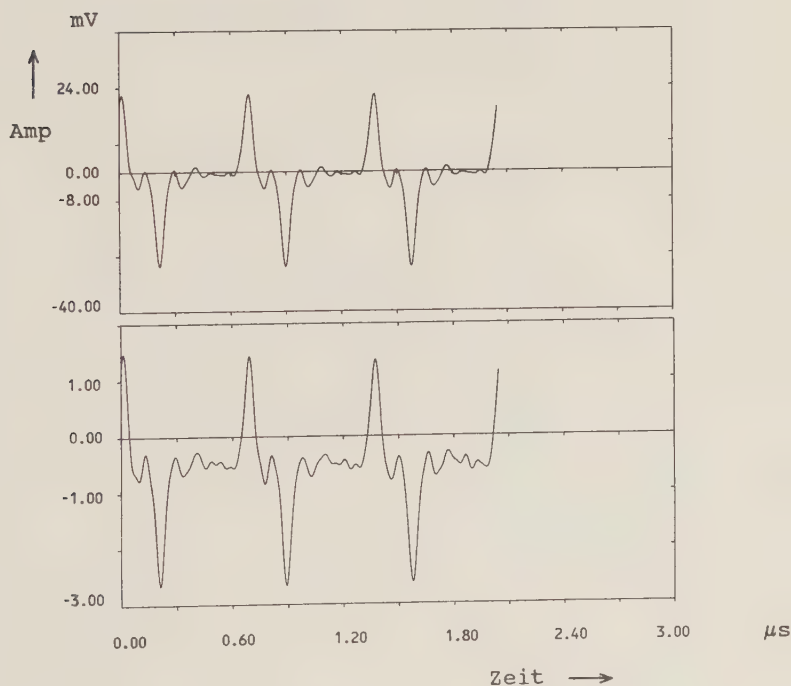
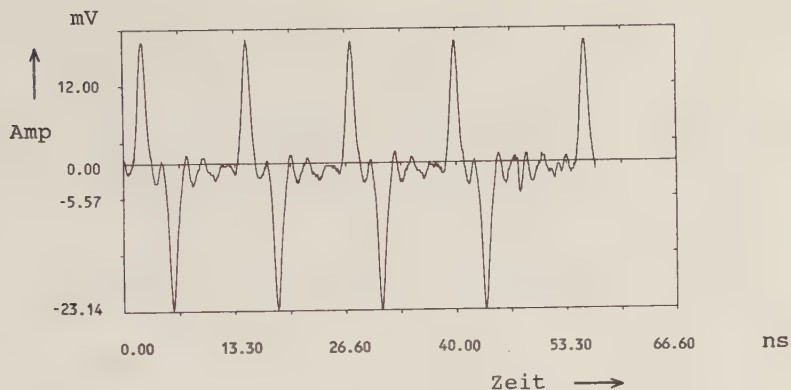


Bild 5.3 Differenzierter Impuls mit 79.91MHz Wiederholfrequenz

a) Abtastoszilloskop

b) Oberwellenmischung, ungedämpft

$f_{LO}=81.38\text{MHz}$, $f_{ZF}=1.47\text{MHz}$

c) Oberwellenmischung, 20 dB Dämpfung

$f_{LO}=81.38\text{MHz}$, $f_{ZF}=1.47\text{MHz}$

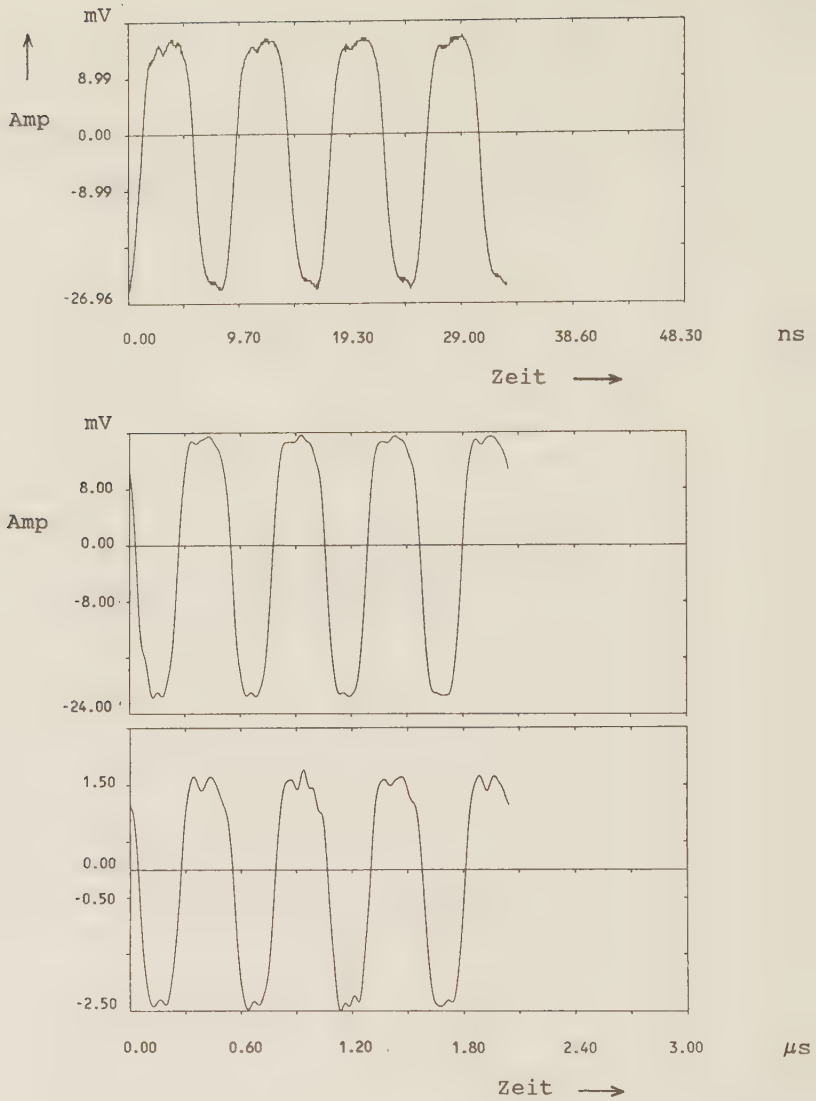


Bild 5.4 Impuls mit 119.23MHz Wiederholfrequenz

a) Abtastoszilloskop

b) Oberwellenmischung, ungedämpft

$f_{LO}=121.28\text{MHz}$, $f_{ZF}=2.05\text{MHz}$

c) Oberwellenmischung, 20 dB Dämpfung

$f_{LO}=121.28\text{MHz}$, $f_{ZF}=2.05\text{MHz}$

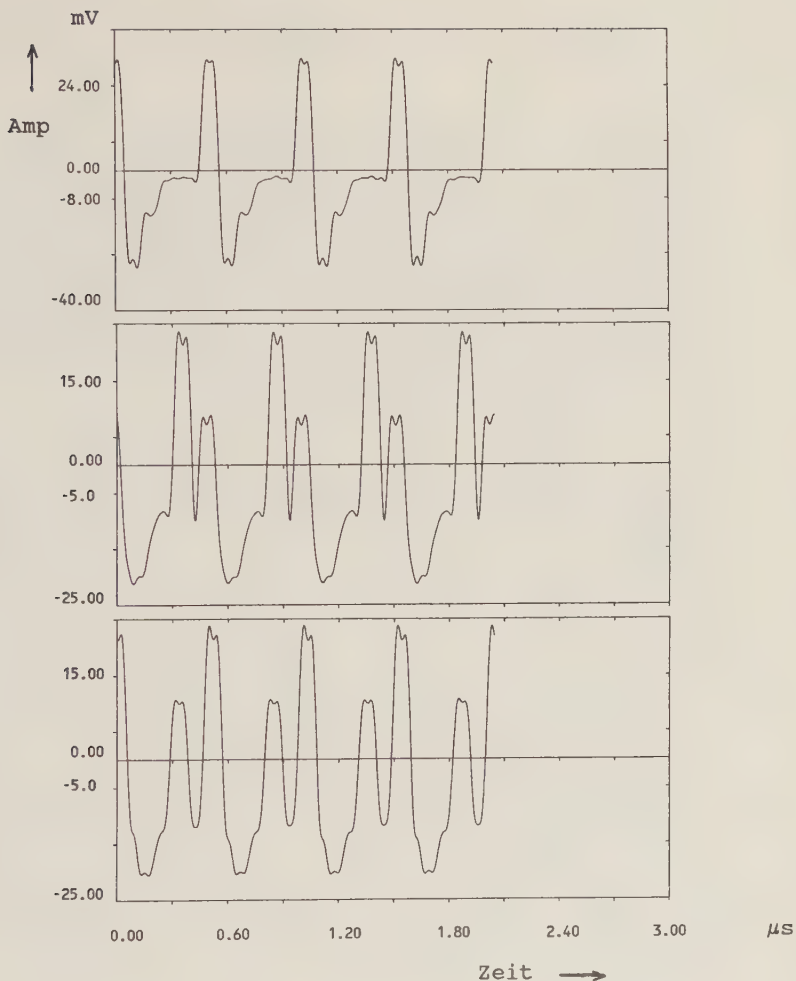


Bild 5.5 Impulsreflektometrie

- a) Kabel der Länge 35cm mit Kurzschluß am Ende
 $f_{l0}=52.127\text{MHz}$, $f_s=50.13\text{MHz}$, berechnete Länge: 33cm
- b) Kabel der Länge 50cm mit Leerlauf am Ende
 $f_{l0}=52.134\text{MHz}$, $f_s=50.18\text{MHz}$, berechnete Länge: 47cm
- a) Kabel der Länge 115cm mit Leerlauf am Ende
 $f_{l0}=52.174\text{MHz}$, $f_s=50.22\text{MHz}$, berechnete Länge: 112.5cm

ungedämpfte Signalverlauf wiedergegeben. Bei einer Dämpfung dieser Signale um etwa 10 dB sind sie mit dem Abtastoszilloskop nicht mehr darstellbar. Der über die Oberwellenmischung bestimmte Signalverlauf (Bilder 5.3b, 5.4b) bleibt dagegen auch bei weiterer Dämpfung (Bilder 5.3c, 5.4c) klar erkennbar. Die um etwa 15 bis 20 dB höhere Dynamik des Mikrowellen-Signalanalyse-Systems gegenüber dem Abtastoszilloskop wird durch die erwähnte Tiefpaßfilterung beim Korrekturverfahren erzielt, wodurch das Systemrauschen stark vermindert wird.

In den Bildern 5.5a-c sind Ergebnisse wiedergegeben, die bei der Anwendung des Mikrowellen-Signalanalyse-Systems zur Impulsreflektometrie gewonnen wurden. Der Impuls wird durch einen 3 dB-Koppler auf den Oberwellenmischer und das zu untersuchende Kabel aufgeteilt. Das an einer Störstelle des Kabels reflektierte Signal wird ebenfalls durch denselben Koppler teilweise in den Oberwellenmischer gegeben. Die Messungen wurden mit periodischen Impulsen mit 50 MHz Wiederholfrequenz durchgeführt, was eine Länge zwischen Störstelle und Koppler von maximal 180 cm erlaubt, da bei größeren Abständen die Zuordnung von einfallendem und reflektiertem Impuls nicht mehr eindeutig wäre. Es wurden drei Kabel unterschiedlicher Länge untersucht, mit Kurzschluß oder Leerlauf an ihrem Ende. Die wahre Länge des Kabels und die über die Impulsreflektometrie berechnete sind in der Bildunterschrift angegeben. Der Fehler ist kleiner als 6 %, was durch Verwendung eines Impulsgenerators mit schnellerer Anstiegszeit noch zu verbessern ist.

6. Zusammenfassung und Ausblick

Ausgehend von der theoretischen Äquivalenz konventioneller Mikrowellen-Analyseverfahren wird in der vorliegenden Arbeit ein universelles Mikrowellen-Signalanalyse-System vorgestellt, das sich aus wenigen Standardkomponenten zusammensetzt. In einer theoretischen Behandlung der Oberwellenmischung wird gezeigt, daß auch breitbandige Mikrowellensignale mittels eines Oberwellenmischers analysierbar sind. Der dabei zu erfüllende Zusammenhang von Signal-, Mischoszillator- und Zwischenfrequenz und die daraus resultierenden Anforderungen an die Komponenten werden in allgemeiner Form angegeben. Das um Oberwellenmischer und Rechner entworfene System erlaubt Netzwerk- und Spektrumanalyse sowie die Zeitverlaufsdarstellung hochfrequenter periodischer Signale, ähnlich der Sampling-Technik, ohne daß dafür jeweils spezielle Meßgeräte benötigt werden. Die gesamte Signalverarbeitung findet anhand von speziell entwickelten Verarbeitungsalgorithmen, die auch systembedingt auftretende Fehler korrigieren, im Rechner statt. Dadurch ist das System sehr variabel einsetzbar, da sich bei unterschiedlichen Aufgabenstellungen die Software der jeweiligen Meßaufgabe anpassen läßt. Die Verlagerung vieler Aufgaben in den Rechner reduziert die Zahl der Hochfrequenzkomponenten auf ein Minimum und hält damit die Kosten des Systems niedrig, zumal die Rechnerpreise weiterhin stark rückläufig sind. So beträgt der Preis für das Signalanalyse-System mit Rechner, Oberwellenmischer und dem als A/D-Wandler eingesetzten Digitizer etwa 80.000 DM, während die drei konventionellen Meßgeräte, je nach Ausstattung, zusammen kaum unter 250.000 DM zu erstehen sind. Damit wird auch mittleren und kleinen Betrieben der Zugriff auf ein vielseitig anwendbares Mikrowellenmeßgerät ermöglicht. Der Einsatz des Rechners führt zudem zu einer einfachen Benutzung des Systems, weil alle aus den Vorbetrachtungen folgenden Bedingungen in die Software integriert werden können.

Der experimentelle Aufbau wurde aus Komponenten zusammengestellt, die

nicht gezielt für diese Anwendung ausgelegt waren. Die beobachtete Genauigkeit der Meßergebnisse ist zwar vergleichbar mit der kommerzieller Geräte der gehobenen Mittelklasse, die nach der Theorie erzielbare Genauigkeit wurde aber erwartungsgemäß nicht erreicht. Eine weitere Steigerung ließe sich insbesondere durch einen speziell entwickelten Oberwellenmischer mit breitbandig ausgelegtem Zwischenfrequenzbereich und nachgeschalteter selektiver Verstärkung dieses Frequenzbereichs erzielen. Einen zeitlichen Engpaß bezüglich der Signalerfassung und Verarbeitung stellt die serielle Übertragung der digitalisierten 1024 Datenwerte für jeden abgetasteten Signalverlauf dar. Hier erlauben z.B. A/D-Wandlerkarten mit direktem Speicherzugriff auf den Hauptspeicher noch eine beträchtliche Geschwindigkeitssteigerung. Solche Karten sind zur Zeit bereits in zweikanaliger Ausführung bis zu 20 MHz Abtastfrequenz für einen Preis um 2500,- DM auf dem Markt, wodurch die Kosten des Mikrowellen-Signalanalyse-Systems gegenüber der hier vorgestellten Version mit Digitizer nochmals erheblich gesenkt werden können. Diese Entwicklung ist ein Beispiel für den allgemeinen Trend, möglichst viele Meßprobleme nicht durch eine Vielzahl von Spezialgeräten, sondern mit einem softwaremäßig spezifizierten "Meßrechner" zu lösen. Dazu liefert die vorliegende Arbeit einen Beitrag für den Mikrowellenbereich.

7. Anhang

- 7.1 Korrektur des Einflusses der Zeitbegrenzung auf die Berechnung von Amplitudenverhältnis A und Phasendifferenz φ
- 7.2 Einfluß des Systemrauschens auf die Genauigkeit der berechneten Amplituden- und Phasenwerte
- 7.3 Berechnung der inversen Fourier-Transformierten des Einheitssprungs $U(f)$ nach Gl. (3.3.11)

7.1 Korrektur des Einflusses der Zeitbegrenzung auf die Berechnung von Amplitudenverhältnis A und Phasendifferenz φ

Die Herleitung der Gln. (3.3.3) bis (3.3.6) in Abschnitt 3.3.1 aus Test- und Referenzsignal erfolgt zur Vereinfachung der Rechnung über die integrale Darstellung von Gl. (3.3.2)

$$H_{t,r} = \frac{1}{T} \int_0^T a_{t,r} \cos(2\pi(f_{ZF} + \delta f)t + \varphi_{t,r}) e^{-j2\pi f_{ZF}t} dt \quad (7.1.1)$$

wobei der Allgemeinheit halber δf für eine mögliche Ungenauigkeit der Zwischenfrequenz eingeführt wurde. Durch Aufspaltung in Real- und Imaginärteil erhält man

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}\{H_{t,r}\} &= \frac{1}{T} \int_0^T a_{t,r} \cos(2\pi(f_{ZF} + \delta f)t + \varphi_{t,r}) \cos(2\pi f_{ZF}t) dt \\ &= \frac{a_{t,r}}{2} \left(\frac{\sin(2\pi\delta fT)}{2\pi\delta fT} + \frac{\sin(2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T)}{2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T} \right) \cos\varphi_{t,r} \\ &\quad + \frac{a_{t,r}}{2} \left(\frac{\cos(2\pi\delta fT) - 1}{2\pi\delta fT} + \frac{\cos(2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T) - 1}{2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T} \right) \sin\varphi_{t,r} \\ &= \tilde{K}_1 \frac{a_{t,r}}{2} \cos\varphi_{t,r} + \tilde{K}_2 \frac{a_{t,r}}{2} \sin\varphi_{t,r} \quad , \end{aligned} \quad (7.1.2)$$

und

$$\begin{aligned} \operatorname{Im}\{H_{t,r}\} &= -\frac{1}{T} \int_0^T a_{t,r} \cos(2\pi(f_{ZF} + \delta f)t + \varphi_{t,r}) \sin(2\pi\delta fT) dt \\ &= \frac{a_{t,r}}{2} \left(\frac{1 - \cos(2\pi\delta fT)}{2\pi\delta fT} + \frac{\cos(2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T) - 1}{2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T} \right) \cos\varphi_{t,r} \\ &\quad + \frac{a_{t,r}}{2} \left(\frac{\sin(2\pi\delta fT)}{2\pi\delta fT} - \frac{\sin(2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T)}{2\pi(2f_{ZF} + \delta f)T} \right) \sin\varphi_{t,r} \\ &= \tilde{K}_4 \frac{a_{t,r}}{2} \cos\varphi_{t,r} + \tilde{K}_3 \frac{a_{t,r}}{2} \sin\varphi_{t,r} \quad . \end{aligned} \quad (7.1.3)$$

Ferner gelten für die monofrequenten Zeitsignale

$$x_{t,r} = a_{t,r} \cos[2\pi(f_{ZF} + \delta f)t + \varphi_{t,r}]$$

die Fourier-Beziehungen

$$\begin{aligned} \frac{a_{t,r}}{2} \cos \varphi_{t,r} &= \operatorname{Re}\{X_{t,r}\} \quad , \\ \frac{a_{t,r}}{2} \sin \varphi_{t,r} &= \operatorname{Im}\{X_{t,r}\} \quad . \end{aligned} \quad (7.1.4)$$

Bei bekannter Zwischenfrequenz, wie im Abschnitt 3.3.1 angenommen, ist $\delta f=0$, womit

$$\tilde{K}_1 = K_1, \quad \tilde{K}_2 = K_2, \quad \tilde{K}_3 = K_3, \quad \tilde{K}_4 = K_2 \quad (7.1.5)$$

werden, s. Gl. (3.3.4). Durch Kombination von Gln. (7.1.2) und (7.1.3) mit Gln. (7.1.4) ergeben sich Gln. (3.3.3) mit $H_{t,r}$ für $X'_{t,r}$. Da in der Praxis indessen nur Abtastwerte des Zeitsignals vorliegen, werden die $H_{t,r}$ ersetzt durch die im Rechner in der diskretisierten Form nach Gl. (3.3.2) berechneten $X'_{t,r}$. Nur für den Fall, daß die Abtastdauer T ein ganzzahliges Vielfaches der Signalperiodendauer $1/f_{ZF}$, also $T=n/f_{ZF}$ mit $n=1,2,\dots$ ist, werden die Korrekturfaktoren $K_1=K_3=1$ und $K_2=0$, und die $X'_{t,r}$ stellen unmittelbar die Fourier-Koeffizienten $X_{t,r}$ des Test- und Referenzsignals dar.

7.2 Einfluß des Systemrauschens auf die Genauigkeit der berechneten Amplituden- und Phasenwerte

Die in Abschnitt 3.3.1 zur Berechnung von Amplitudenverhältnis A und Phasendifferenz φ benutzten Signale sind immer mehr oder weniger von überlagertem Systemrauschen gestört. Dessen Einfluß auf die Genauigkeit der berechneten Werte wird untersucht unter der Annahme weißen Rauschens. Diese ist bei genügend kleinem Abtastintervall realistisch, da das Rauschen dann stark unterabgetastet und damit "weiß" wird. Damit weist das Spektrum des so gestörten deterministischen Signals nach Gl. (3.3.3) eine Normalverteilung um einen Mittelwert mit der Varianz σ^2 auf [24]. Während dieser durch das Spektrum des ungestörten deterministischen Signals bestimmt wird, ergibt sich die Varianz

$$\sigma^2 = \sigma_z^2 \frac{N}{2} \quad (7.2.1)$$

aus der des weißen Rauschens σ_z^2 und der Anzahl N der Abtastwerte. Das Amplitudenverhältnis A und die Phasendifferenz φ sind gemäß Gl. (3.3.5) und (3.3.6) Funktionen der Real- und Imaginärteile des Spektrums

$$A = g_1(\operatorname{Re}\{X_t\}, \operatorname{Re}\{X_r\}, \operatorname{Im}\{X_t\}, \operatorname{Im}\{X_r\}) \quad , \quad (7.2.2)$$

$$\varphi = g_2(\operatorname{Re}\{X_t\}, \operatorname{Re}\{X_r\}, \operatorname{Im}\{X_t\}, \operatorname{Im}\{X_r\}) \quad , \quad (7.2.3)$$

die durch den Rauscheinfluß als fehlerbehaftet anzusehen sind. Eine Anwendung des Fehlerfortpflanzungsgesetzes für stochastische Fehler liefert die resultierenden Fehler von A und φ , ausgedrückt durch die zugehörigen Varianzen

$$\sigma_A^2 = \sigma^2 \left[\left(\frac{\partial g_1}{\partial \operatorname{Re}\{X_t\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_1}{\partial \operatorname{Re}\{X_r\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_1}{\partial \operatorname{Im}\{X_t\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_1}{\partial \operatorname{Im}\{X_r\}} \right)^2 \right] \quad (7.2.4)$$

$$\sigma_\varphi^2 = \sigma^2 \left[\left(\frac{\partial g_2}{\partial \operatorname{Re}\{X_t\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_2}{\partial \operatorname{Re}\{X_r\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_2}{\partial \operatorname{Im}\{X_t\}} \right)^2 + \left(\frac{\partial g_2}{\partial \operatorname{Im}\{X_r\}} \right)^2 \right] \quad (7.2.5)$$

und nach Berechnung der partiellen Ableitungen

$$\sigma_A^2 = \frac{\sigma^2}{\operatorname{Re}^2\{X_r\} + \operatorname{Im}^2\{X_r\}} \left[1 + \frac{\operatorname{Re}^2\{X_t\} + \operatorname{Im}^2\{X_t\}}{\operatorname{Re}^2\{X_r\} + \operatorname{Im}^2\{X_r\}} \right], \quad (7.2.6)$$

$$\sigma_\varphi^2 = \sigma^2 \left[\frac{1}{\operatorname{Re}^2\{X_r\} + \operatorname{Im}^2\{X_r\}} + \frac{1}{\operatorname{Re}^2\{X_t\} + \operatorname{Im}^2\{X_t\}} \right]. \quad (7.2.7)$$

In diesen Gleichungen bezeichnet

$$\left[\operatorname{Re}^2\{X_{t,r}\} + \operatorname{Im}^2\{X_{t,r}\} \right]^{\frac{1}{2}} = A_{t,r}, \quad (7.2.8)$$

den Betrag der Frequenzlinien, der über die schnelle Fourier-Transformation gemäß

$$A_{t,r} = a_{t,r} \frac{N}{2} \quad (7.2.9)$$

mit der Amplitude $a_{t,r}$ des Zeitsignals verknüpft ist. Mit dem Signal-Rauschleistungsverhältnis nach [17]

$$\left(\frac{S}{R} \right)_{t,r}^2 = \frac{a_{t,r}^2 N}{4\sigma_z^2} = \frac{A_{t,r}^2}{2\sigma^2} \quad (7.2.10)$$

ergeben sich die Standardabweichungen von A und φ entsprechend Gln. (3.3.7) und (3.3.8).

7.3 Berechnung der inversen Fourier-Transformierten des Einheitssprungs $U(f)$ nach Gl. (3.3.11)

Ausgehend vom Ausblendfenster $U_F(f)$ der Breite F

$$U_F(f) = \text{rect}\left(\frac{f - F/2}{F/2}\right) = \begin{cases} 1 & ; 0 < f < F \\ \frac{1}{2} & ; f = 0 \\ 0 & ; \text{sonst} \end{cases} \quad (7.3.1)$$

ergibt sich zunächst durch inverse Fourier-Transformation

$$\begin{aligned} u_F(t) &= \int_0^F e^{j2\pi ft} df = \frac{e^{j2\pi Ft} - 1}{j2\pi t} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\cos 2\pi Ft - 1}{jt} + \frac{\sin 2\pi Ft}{t} \right] \\ &= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\sin 2\pi Ft}{t} - \frac{2\sin^2 \pi Ft}{jt} \right] \end{aligned} \quad (7.3.2)$$

Durch Grenzübergang $F \rightarrow \infty$ folgt hieraus die gesuchte inverse Fourier-Transformierte

$$u(t) = \lim_{F \rightarrow \infty} u_F(t) \quad (7.3.3)$$

Mit den Grenzwerten [18]

$$\lim_{F \rightarrow \infty} \frac{\sin 2\pi Ft}{t} = \pi \delta(t) \quad (7.3.4)$$

und

$$\lim_{F \rightarrow \infty} \frac{2\sin^2(2\pi Ft/2)}{t} = \frac{1}{t} \quad (7.3.5)$$

erhält man

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \left[\pi \delta(t) + j \frac{1}{t} \right] \quad (7.3.6)$$

8. Literaturverzeichnis

- [1] Meinke, Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik. Springer-Verlag, Berlin (1986)
- [2] King, R.J., Microwave homodyne systems. Peregrinus, London (1978)
- [3] Schiek, B., Meßsysteme der Hochfrequenztechnik. Hüthig-Verlag, Heidelberg (1984)
- [4] Whitehouse, H.J., Bromley, K., "Can Analog Signal Processing Survive the VHSIC Challenge?". Microwave System News, No. 4 (1981), 91-98
- [5] Fitzpatrick, J.K., "Automatic Network Analyzer Accuracy". Microwave System News, No. 5 (1980)
- [6] _____, "Automatic Network Analyzer, Model 8409". Hewlett Packard Technical Data, No. 8 (1981)
- [7] Fitzpatrick, J.K., "A History of Automatic Microwave Network Analyzers". Microwave Journal, No. 4 (1982), 43-56
- [8] Lacy, P., "Versatile Roles for Processed Scalar Network Analyzers Data". Microwave Journal, No. 4 (1982), 57-62
- [9] Engen, G.F., "The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, No.12 (1977), 1075-1079
- [10] Hoer, C.A., Roe, K.C., "Using an Arbitrary Six-Port Junction to Measure Complex Voltage Ratios". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, No. 12 (1975), 978-984

- [11] Stumper, U., "Sechstorschaltungen zur Bestimmung von Streukoeffizienten", Mikrowellen Magazin, No. 6 (1983), 669-677
- [12] Prouty, B., Gibbs, J., "Using Phase Noise Measurements to Improve Performance". Microwave Journal, No. 12 (1981), 47-56
- [13] "Digital Display Enhances Microwave Spectrum Analyzer Performance". HP-Product Feature, Microwave Journal, No. 4 (1981), 83
- [14] _____, "400 MHz Waveform Processing Oscilloscope 7854". Tektronix Products (1982), 177
- [15] Lahti, B.P., Signals, Systems and Communication. John Wiley and Sons, New York (1965)
- [16] Stremler, F.G., Introduction to Communication Systems. Addison-Wesley, Reading, Massachusetts (1977)
- [17] Papoulis, A., Signal Analysis. McGraw-Hill, New York (1977)
- [18] Fettweis, A., Grundlagen der Nachrichtentechnik, Skript zur Vorlesung an der Ruhr-Universität Bochum
- [19] Elliott, B.J., "High-Sensitivity Picosecond Time-Domain Reflectometry". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, No. 25 (1976), 376-379
- [20] Matkey, K., Meckelburg, H.-J., "A Method for Reducing Time Drift in Microwave Sampling Systems". Proceedings of the 13th European Microwave Conference, Nürnberg (1983),

- [21] Caspers, F., "Precision Time-Domain Measurement System". Electronics Letters, No. 16 (1980), 29-30
- [22] Meckelburg, H.-J., Matkey, K., "A High Sensitivity Microwave Sampling System with Adaptive Time Drift Compensation". IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, No. 3 (1985), 427-430
- [23] _____, Network Analyzer 8410A and Harmonic Frequency Converter 8411A. Hewlett Packard Operating and Service Manual (1971)
- [24] Jenkins, G.M., Watts, D.G., Spectral Analysis and its Applications. Holden-Day, San Francisco (1968)
- [25] Meckelburg, H.-J., Matkey, K., Lipka, D., "Ausgewählte Probleme der computerisierten breitbandigen Streufeldmessungen". Kleinheubacher Berichte 29 (1986), 113-119
- [26] Meckelburg, H.-J., "Abbildungsverfahren zur Diagnose des Rückstreuverhaltens von Radarzielen, Teil 2: Meßmethoden und Signalverarbeitung zur Bilderzeugung". Manuskript Nr. 8 der Carl-Cranz-Gesellschaft (1985)
- [27] Harris, F.J., "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform". Proceedings of the IEEE, No.1 (1978), 51-83
- [28] Geckinli, N.C., Yavuz, D., "Some Novel Windows and a Concise Tutorial Comparison of Window Families". IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, No.6 (1978), 501-507

- [29] Grandke, T., "Interpolation Algorithms for Discrete Fourier Transforms of Weighted Signals". IEEE Trans. Instrum. Measurement, No. 2 (1983), 350 - 355
- [30] Kay, S.M., Marple, S.L., "Spectrum Analysis - A modern Perspective". Proceedings of the IEEE, No. 1 (1981), 1380 - 1419
- [31] Gelb, A., Applied Optimal Estimation. M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts (1974)
- [32] Wasmuth, A., Entwurf eines digitalen Optimalfilters zur Filterung verrauschter Mikrowellensignale. Studienarbeit, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Ruhr-Universität Bochum (1986)
- [33] Lipka, D., Mikrowellen-Signalanalyse mit Lattice-Filtern. Diplomarbeit, Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Ruhr-Universität Bochum (1984)
- [34] Böhme, J.F., Parametrische Methoden zur Spektralanalyse. Vorlesung an der Ruhr-Universität Bochum (1983)
- [35] Jain, V.K., Collins, W.L., Davis, D.C., "High-Accuracy Analog Measurements via Interpolated FFT". IEEE Trans. Instrum. Measurement, No. 2 (1979), 113 - 122
- [36] Renders, H., Schoukens, J., Vilain, G., "High-Accuracy Spectrum Analysis of Sampled Discrete Frequency Signals by Analytical Leakage Compensation". IEEE Trans. Instrum. Measurement, No. 4 (1984), 287 - 292

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. Hans Severin für die Förderung dieser Arbeit und das stete Interesse an ihrem Fortgang sowie Herrn Dr. Hans-Jürgen Meckelburg für viele wertvolle Diskussionen und Anregungen.

Herrn Prof. Dr. J. Winfried Klein danke ich für die Übernahme des Korreferats.

Den Herren Rüdiger Evers, Martin Kampmann und Andreas Waßmuth danke ich für die Mitarbeit während der Durchführung ihrer Studien- und Diplomarbeiten, an deren Betreuung ich mitwirkte, sowie den Herren Arnd Kornatz und Georg Möllenkamp für ihre Mitarbeit als studentische Hilfskräfte.

Lebenslauf

Persönliche Daten

Name	Klaus Matkey
geboren am	6.2.1958
in	Herne

Schulausbildung

1964 - 1967	Volksschule in Wanne-Eickel
1967 - 1976	Gymnasium Wanne-Eickel

Studium

1976 - 1982	Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum
24. Sept. 1982	Diplom
1983 - 1986	Studium des Wirtschaftsingenieurwesens an der Fachhochschule Bochum
12. Febr. 1986	Diplom

Berufstätigkeit

Dez. 1983 - Sept. 1987	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum
seit 1. Okt. 1987	Diplom-Ingenieur im Technischen Untersuchungs- und Forschungszentrum des RWTÜV

